

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky

**Optimalizace aktivních částí asynchronního motoru 4p
200kW**

**Optimization of Active Parts of Asynchronous Motor
4p 200kW**

2017

Tomáš Vašíček

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroenergetiky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Tomáš Vašíček**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 3907T001 Elektroenergetika
Téma: **Optimalizace aktivních částí asynchronního motoru 4p 200kW**
Optimization of Active Parts of Asynchronous Motor 4p 200kW
Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Úvod
2. Základní rozbor konstrukce a činnosti asynchronního motoru
3. Popište základní požadavky na účinnost as. strojů dle aktuálních norem IEC 60034-30
4. Sestavte numerický model as. motoru pro řešení účinnosti stroje
5. Proveďte elektromagnetickou analýzu a optimalizaci aktivních částí stroje s požadavkem na zvýšení účinnosti
6. Simulované výsledky rozeberte a zhodnoťte výstupy provedených analýz
7. Závěr

Seznam doporučené odborné literatury:


- KOPYLOV, I.: Petrovič. Stavba elektrických strojů, 1988, Praha, SNTL/MIR
- CIGÁNEK, L.: Stavba elektrických strojů, Praha, 1958, SNTL
- KAČOR, P.: Vybrané typy elektrických strojů, Ostrava, 2010, VŠB-TU Ostrava
- Katalogy a katalogové listy
- Odborné a technické www stránky
- Technické normy


Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Kačor, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 28.04.2017


prof. Ing. Stanislav Rusek, CSc.
vedoucí katedry


prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty



Prohlášení studenta

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

ve Vracově dne 28.4.2017

Tomáš Vašíček



Prohlášení zástupce spolupracující právnické osoby

„Souhlasím se zveřejněním této bakalářské/diplomové práce dle požadavků čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v bakalářských/magisterských programech VŠB-TU Ostrava.“

Datum: 24. 4. 2017

Ing. Kamil Drong

Podpis:



Poděkování

Na tomto místě chci poděkovat mému vedoucímu práce Ing. Petru Kačorovi Ph.D. za velkou trpělivost a vstřícnost při vedení práce. Dále chci poděkovat také Ing. Kamilu Drongovi a Ing. Pavlu Pečínkovi za odbornou pomoc, vstřícnost a poskytnutí praktických rad.

Poděkování patří také všem ostatním pedagogům z katedry elektroenergetiky, kteří pozitivním způsobem ovlivnili můj odborný růst a přispěli k mému profesnímu formování.

Poděkování patří také rodině psychickou i materiální podporu během studia.

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je poskytnutí prvotního podkladu konstrukčnímu oddělení výrobce elektromotorů pro návrh nového asynchronního motoru 4p 200kW, který bude splňovat účinnostní třídu IE4 dle IEC 60034-30 při co nejmenších materiálových a výrobních nákladech. V úvodní kapitole je uveden trend neustálého zvyšování požadavků na účinnost elektrických zařízení. Druhá kapitola popisuje základní konstrukční uspořádání asynchronního motoru a princip funkce. Ve třetí kapitole je rozebrána teorie vzniku ztrát v motoru. Čtvrtá kapitola je věnována požadavkům na účinnost elektrických motorů z pohledu legislativy. Pátá kapitola se věnuje základnímu popisu metody konečných prvků a popisuje program ANSYS Maxwell. V šesté kapitole je základní popis optimalizovaného motoru. Sedmá kapitola je věnována tvorbě základního numerického modelu a jeho naladění. Dále jsou provedeny základní elektromagnetické simulace metodou konečných prvků. Osmá kapitola se zabývá optimalizací asynchronního motoru 4p 200 kW pro splnění účinnostní třídy IE4. V závěru jsou představeny finální modely, které splňují účinnostní třídu IE4.

Klíčová slova

Optimalizace aktivních částí, Optimetrics, RMXprt, FEM, ANSYS Maxwell, účinnost, účinnostní třída IE4, ztráty, asynchronní motor, třífázový indukční motor

Abstract

The aim of this diploma thesis is to provide the basis for the design department of the electric motor manufacturer for the design of a new asynchronous motor 4p 200kW which will meet the performance criteria for class IE4 according to IEC 60034-30 with the minimal material and production costs. The introduction mentions the tendency of continuous efficiency requirements increase in electrical equipment. The second chapter describes the basic design of the asynchronous motor and the principle of function. The third chapter focuses on the theory of loss emergence in the motor. The fourth chapter is devoted to the requirements on the effectiveness of electric motors from the point of view of the legislation. The fifth chapter is devoted to the basic description of the finite element method and describes ANSYS Maxwell software. In the sixth chapter, the basic description of an optimized engine can be found. The seventh chapter deals with the creation of the basic numerical model and its tuning. Then basic electromagnetic simulations are carried out using the finite element method. Eighth chapter deals with the optimization of asynchronous motor 4p 200 kW to meet the performance criteria for class IE4. In the conclusion, the final models that meet the performance criteria for class IE4 are presented.

Key words

Optimization of active parts, Optimetrics, RMXprt, FEM, ANSYS Maxwell, efficiency, energy efficiency class IE4, losses, asynchronous motor, three phase induction motor

Obsah

1	Úvod	1
2	Asynchronní stroje.....	2
2.1	Konstrukce asynchronního stroje	3
2.2	Princip funkce.....	5
2.3	Funkce a pracovní stavy asynchronního stroje.....	6
2.4	Náhradní schéma jedné fáze asynchronního stroje.....	8
2.5	Momentová charakteristika stroje	10
2.6	Magnetický obvod stroje	11
2.7	Volba vzduchové mezery	12
3	Rozbor ztrát vznikajících ve stroji.....	13
3.1.1	Jouleovy ztráty.....	14
3.1.2	Činitel přidavných ztrát	14
3.1.3	Elektrický povrchový jev (skinefekt)	14
3.1.4	Jev blízkosti (proximity efekt).....	15
3.1.5	Vliv oteplení na odpor vodičů	15
3.2	Ztráty v železe	16
3.2.1	Hysterezní ztráty.....	16
3.2.2	Ztráty vířivými proudy	17
3.2.3	Celkové ztráty v železe.....	17
3.3	Dodatečné (přidavné) ztráty	18
3.3.1	Přidavné ztráty ve stavu naprázdno	18
3.3.2	Přidavné ztráty při zatížení	18
3.4	Mechanické ztráty	19
3.5	Vliv technologie výroby na velikost ztrát.....	19
4	Požadavky na účinnost asynchronních motorů z hlediska legislativy	21
4.1	Úvod	21
4.2	Směrnice EU – MEPS (Minimální energetická účinnost elektromotorů)	21
4.2.1	Změna účinnostních tříd z EFF na IE	21
4.3	Důsledky zavádění IE tříd pro uživatele a výrobce	22
4.4	Nové třídy účinnosti IE.....	23
4.5	Zavádění MEPS.....	24

4.5.1	Zavádění MEPS v EU.....	24
4.5.2	Zavádění MEPS ve světě.....	24
4.6	Požadavky na účinnost motorů podle ČSN EN 60034-1.....	26
4.6.1	Rozsah působnosti normy.....	26
4.6.2	Na které motory se norma vztahuje.....	26
4.6.3	Motory, na které se norma nevztahuje.....	26
4.6.4	Dovolené tolerance účinnosti	26
5	Numerická metoda konečných prvků	27
5.1	Základní informace o metodě	27
5.2	Program ANSYS Maxwell	27
5.2.1	Doplňkové moduly programu Maxwell.....	28
6	Analyzovaný asynchronní motor.....	29
7	Tvorba výpočtového modelu	30
7.1	Možnosti pro vytvoření výpočtového modelu.....	30
7.2	Tvorba analytického výpočtového modelu v RMXprt	30
7.2.1	Analytický výpočtový modul RMXprt.....	30
7.2.2	Tvorba analytického výpočtového modelu v RMXprt	31
7.2.3	Základní nastavení analýzy	34
7.2.4	Vliv jednotlivých úprav na parametry laděného modelu.....	37
7.3	Tvorba konečnoprvkového modelu v programu Maxwell	39
7.4	Základní elektromagnetické simulace základního modelu pomocí programu Maxwell ..	40
7.4.1	Simulace stavu naprázdno	41
7.4.2	Simulace jmenovitého stavu motoru pomocí rozběhové zkoušky.....	44
7.4.3	Simulace stavu nakrátko	49
7.5	Srovnání parametrů motoru dle typové zkoušky s modelem v RMXprt a Maxwellu	52
8	Optimalizace aktivních částí asynchronního motoru 4p 200 kW pro zvýšení účinnosti	56
8.1	Úvod	56
8.2	Dílčí kroky ke zvýšení účinnosti motoru.....	56
8.2.1	Optimalizace tvaru rotorových drážek.....	56
8.2.2	Změna počtu drážek statoru a rotoru	59
8.2.3	Snížení odporu statorového vinutí	61
8.2.4	Snížení ztrát v železe	63
8.3	Výsledky provedené optimalizace.....	66

9	Závěr.....	71
10	LITERATURA.....	75

Seznam tabulek

Tab. 1 Nové třídy IE a srovnání se starými EFF [10].....	23
Tab. 2 Hodnoty účinnosti pro 200 až 1000 kW 4p motor 50 Hz [6].....	24
Tab. 3 Povinné zavádění MEPS v EU [10]	24
Tab. 4 Zavádění MEPS ve světě [1]	25
Tab. 5 Dovolené tolerance účinností[6]	26
Tab. 6 Ustálené hodnoty teplot na různých částech motoru dle obr. 21	36
Tab. 7 Srovnání modelů s typovou zkouškou.....	55
Tab. 8 Porovnání vybraných parametrů plechů Isovac[15].....	65
Tab. 9 Přehledová tabulka vybraných výsledků modelů optimalizace.....	68

Seznam obrázků

Obr. 1 Asynchronní motor s kotvou nakrátko[5]	4
Obr. 2 Asynchronní motor s vinutým rotorem[5].....	4
Obr. 3 Magnetomotorické síly působící ve stroji[12].....	6
Obr. 4.Vektorový diagram.....	6
Obr. 5 Ideální chod naprázdno [12].....	7
Obr. 6 Skutečný stav naprázdno [12]	7
Obr. 7 Náhradní schéma asynchronního stroje s jednoduchou klecí	8
Obr. 8 Fázorový diagram asynchronního motoru [12]	9
Obr. 9 Momentová charakteristika stroje s jednoduchou kotvou [19]	10
Obr. 10 Magnetický obvod stroje[12]	11
Obr. 11 Výkonová bilance asynchronního motoru s vinutým rotorem [12].....	14
Obr. 12 Statická hysterezní smyčka [21].....	16
Obr.13 Hranol, v němž vznikají vířivé ztráty[4]	17
Obr. 14 Křivky účinnosti IE tříd pro čtyřpólové motory s napájecí frekvencí 50 Hz [23].....	23
Obr. 15 Rotorová klec	29
Obr. 16 Parametrizace statorové drážky v prostředí RMxpřt	31
Obr. 17 Zjednodušené schéma vinutí	32
Obr. 18 BH křivka plechu M 530 – 50A	33
Obr. 19 BP křivka plechu M 530 – 50A s koeficienty ztrát	33
Obr. 20 Výsledný model motoru v RMxpřt	34
Obr. 21 Průběhy teplot různých částí motoru při oteplovací zkoušce při jmenovitém výkonu.....	35
Obr. 22 Výpočetní síť (mesh) použitá pro všechny simulace.....	40
Obr. 23 Nastavení Motion Setup pro simulaci stavu naprázdno	41
Obr. 24 Průběh proudu ve fázích statorového vinutí při stavu naprázdno	41
Obr. 25 Amplitudové spektrum harmonických složek proudu naprázdno fáze A.....	42
Obr. 26 Rozložení magnetické indukce ve stavu naprázdno	44
Obr. 27 Nastavení Motion Setup pro rozběhovou zkoušku.....	44
Obr. 28 Průběhy mechanických veličin při rozběhové zkoušce.....	45
Obr. 29 Průběhy proudů ve statorovém vinutí při rozběhové zkoušce.....	46
Obr. 30 Amplitudové spektrum proudu statorového vinutí při jmenovitém stavu	46
Obr. 31 Rozložení magnetické indukce ve stroji při jmenovitém výkonu	49
Obr. 32 Časový průběh momentu ve stavu nakrátko.....	50
Obr. 33 Průběhy proudů ve fázích statorového vinutí při stavu nakrátko	50
Obr. 34 Průběh magnetické indukce ve stavu nakrátko	51
Obr. 35 Porovnání BH charakteristiky výrobce plechu s naladěnými charakteristikami	53
Obr. 36 Porovnání BP charakteristik-katalogové údaje, simulace v RMxpřt a Maxwellu.....	53
Obr. 37 Porovnání momentové charakteristiky skutečného stroje a modelu v RMxpřt.....	54
Obr. 38 Porovnání charakteristiky proudu v závislosti na otáčkách.....	54
Obr. 39 Definování cílů optimalizace a jejich důležitosti (vah).....	58
Obr. 40 Průběh cenové funkce	58
Obr. 41 Porovnání původní (černě) a optimalizované rotorové drážky v RMxpřt.....	58
Obr. 42 Závislost Jouleových ztrát v rotoru na počtu drážek	60

Obr. 43 Průběhy ztrát a účinnosti při zvyšování počtu vodičů ve svazku a zvětšování délky statorové drážky (při $SDe = 1,082$, $Le = 1$)	62
Obr. 44 Závislost ztrát a účinnosti na počtu závitů v sérii ($SDe = 1$, $Le = 1$)	63
Obr. 45 Průběh ztrát a účinnosti při prodloužení délky stroje a původním počtu závitů	64
Obr. 46 Porovnání vybraných BH charakteristik plechů řady Isovac od Voest Alpine[15].....	65
Obr. 47 Porovnání momentové charakteristiky původního a optimalizovaného motoru v RMxp70	
Obr. 48 Porovnání proudové charakteristiky proudu původního a optimalizovaného motoru v RMxp70	70

Seznam příloh

P1 – Základní model – plech statoru

P2 – Základní model – plech rotoru

P3 – Model 2 – A – plech statoru

P4 – Model 2 – A – plech rotoru

P5 – Model 2 – A – rozložení magnetické indukce ve stavu naprázdno

P6 – Model 2 – A – FFT analýza amplitudového spektra proudu naprázdno

P7 – Model 2 – A – rozložení magnetické indukce ve jmenovitém stavu

P8 – Model 2 – A – FFT analýza amplitudového spektra jmenovitého proudu

Seznam použitých symbolů a zkratek

Veličina	úplný název	fyzikální rozměr
B	magnetická indukce	[T]
c_1	komplexní činitel rozptylu	[-]
$\cos \varphi_{1N}$	jmenovitý účinník	[-]
$\cos \varphi_{10}$	účinník naprázdno	[-]
E_1	indukovaná elektromotorická síla	[V]
f	frekvence	[Hz]
f_1	frekvence statorového pole	[Hz]
F_{m0}	výsledné magnetomotorické napětí stroje	[A]
F_{m1}	magnetomotorické napětí statoru	[A]
F_{m2}	magnetomotorické napětí rotoru	[A]
H	intenzita magnetického pole	[A/m]
I_μ	magnetizační složka proudu naprázdno	[A]
I_0	proud naprázdno	[A]
$I_{0(50\text{Hz})}$	efektivní hodnota 1. harmonické proudu naprázdno	[A]
$I_{0(\text{RMS})}$	celková efektivní hodnota proudu naprázdno	[A]
$I_{0\text{max}(50\text{Hz})}$	amplituda 1. harmonické proudu naprázdno	[A]
I_{1N}	celkový jmenovitý proud statoru	[A]
I_A	proud fáze A statorového vinutí	[A]
I_{A0}	proud fáze A statorového vinutí naprázdno	[A]
I_B	proud fáze B statorového vinutí	[A]
I_{B0}	proud fáze B statorového vinutí naprázdno	[A]
I_C	proud fáze C statorového vinutí	[A]
I_{C0}	proud fáze C statorového vinutí naprázdno	[A]
k_b	činitel zvýšení odporu vodiče vlivem jevu blízkosti	[A]
k_d	činitel přídavných ztrát vodiče	[A]
k_p	činitel zvýšení ztrát v železe vlivem ražení	[-]
k_s	činitel zvýšení odporu vodiče vlivem skinefektu	[-]
k_{v1}	činitel vinutí 1. harmonické napětí	[-]
L_e	délka stroje	[-]
M	krouticí moment	[Nm]
m_1	počet fází statoru	[-]
m_i	hmotnost i-té části magnetického obvodu	[kg]
M_{max}	moment zvratu	[Nm]
M_p	pohybový moment	[Nm]
n	otáčky	[min ⁻¹]
n_1	synchronní rychlost točivého pole	[min ⁻¹]
N_1	počet závitů v sérii	[-]

η_N	jmenovitá účinnost	[-]
Φ	magnetický tok	[Wb]
p	počet pólů	[-]
P_1	příkon	[W]
P_2	mechanický výkon	[W]
q	počet drážek na pól a fázi	[-]
Q_1	počet drážek statoru	[-]
Q_2	počet drážek rotoru	[-]
R_1	odpor statorového vinutí	[Ω]
R_2'	odpor rotorového vinutí přepočtený na stator	[Ω]
R_{AC}	odpor vodiče ve střídavém obvodu	[Ω]
R_{DC}	odpor vodiče ve stejnosměrném obvodu	[Ω]
R_{Fe}	odpor reprezentující ztráty v náhradním obvodu	[Ω]
s	skluz	[-]
$S_{10(50Hz)}$	zdánlivý příkon 1. harmonické naprázdno	[VA]
$S_{1N(50Hz)}$	zdánlivý příkon 1. harmonické při jmenovitém výkonu	[VA]
T	teplota	[°C]
U_1	vstupní napětí na svorkách stroje	[V]
U_{i1}	indukované napětí 1. harmonické	[V]
X_μ	magnetizační reaktance	[Ω]
$X_{1\sigma}$	rozptylová reaktance statorového vinutí	[Ω]
$X_{2\sigma}$	rozptylová reaktance rotorového vinutí	[Ω]
α	teplotní součinitel odporu	[K ⁻¹]
β	teplotní součinitel odporu	[K ⁻²]
γ	teplotní součinitel odporu	[K ⁻³]
δ	délka vzduchové mezery	[m]
ρ_0	rezistivita při referenční teplotě T_0	[Ωm]
ρ_T	rezistivita při referenční teplotě T	[Ωm]
ω	úhlová rychlost	[rad.s ⁻¹]
ω_1	úhlová rychlost točivého pole statorového vinutí	[rad.s ⁻¹]
ΔM_{mech}	moment mechanických ztrát	[Nm]
$\Delta p_{1,0}$	ztrátové číslo elektrotechnického materiálu při 1 T	[W/kg]
ΔP_0	suma ztrát v modelu naprázdno	[W]
ΔP_d	přídavné (dodatečné) ztráty	[W]
ΔP_{dN}	přídavné ztráty při jmenovitém zatížení	[W]
ΔP_{fe}	ztráty v železe	[W]
Δp_{fe}	měrné ztráty v železe	[W/kg]
ΔP_{fe0}	ztráty v železe při stavu naprázdno	[W]
ΔP_H	hysterezní složka ztrát v železe	[W]

ΔP_{J1}	Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí	[W]
ΔP_{J2}	Jouleovy ztráty v rotorovém vinutí	[W]
ΔP_{mech}	mechanické ztráty	[W]
$\Delta P_{\text{Nmodelu}}$	suma ztrát v modelu při jmenovitém zatížení	[W]
ΔP_w	ztráty v železe způsobené vířivými proudy	[W]
ΔT	oteplení	[°C]

Seznam použitých zkratk

Zkratka	úplný název
AC	střídavý proud
Al	hliník
Cu	měď
ČSN	česká státní norma
DC	stejnoseměrný proud
EU	Evropská unie
FEM	metoda konečných prvků
IE	mezinárodní účinnost
IEC	mezinárodní elektrotechnická komise
MEPS	minimální energetická účinnost
mmn	magnetomotorické napětí
mms	magnetomotorická síla
RMS	efektivní hodnota

1 Úvod

Neustálý technický rozvoj lidské společnosti spojený se zvyšováním pohodlí a obrovský populační růst vede k růstu poptávky po elektrické energii, a tím pádem i ke zvyšování emisí CO₂. Přírodní nerostné zdroje planety však nejsou neomezené a jednou dojde k jejich vyčerpání. Proto je třeba, aby společnost zaměřila svou pozornost a úsilí ke snižování spotřeby elektrické energie a tím ke zvyšování účinnosti svých elektrických spotřebičů. Růst účinnosti má kromě ekologického hlediska i důsledek ekonomický. Spotřebitel ušetří nemalé finanční prostředky za provoz elektromotoru tím víc, čím víc hodin je stroj ročně v provozu.

Asynchronní elektromotor je jedním z nejčastějších elektrických spotřebičů, který se používá v průmyslu pro různé pohony - od dopravníků, přes kompresory, čerpadla, ventilátory až po trakční pohony tramvají a lokomotiv.

Cílem této práce je navrhnout změny v aktuálně vyráběném elektromotoru, který splňuje požadavky na účinnostní třídu IE3 tak, aby nově navržený motor splňoval účinnostní třídu IE4. Zároveň je požadováno, aby změna parametrů stávajícího motoru byla co nejméně finančně nákladná pro výrobce.

2 Asynchronní stroje

Asynchronní stroje patří mezi nejrozšířenější elektrické stroje především pro svou jednoduchost a spolehlivost a minimální náročnost na údržbu během životnosti. Používají se pro výkony od jednotek wattů až po několik desítek megawattů. Mezi nevýhody patří především velké záběrné proudy při přímém připojení na síť, obtížná regulace otáček a velký odběr jalové energie, který musí být u větších odběratelů elektrické energie řešen kompenzací účiníku, jinak hrozí finanční penalizace od energetických závodů. [12]

Základní rozdělení asynchronních strojů můžeme provést podle [19]:

způsobu práce:

- a) motor
- b) generátor
- c) měnič kmitočtu
- d) brzda

dle provedení statorového vinutí pro požadované napájení:

- a) jednofázové
- b) trojfázové

dle provedení rotorového vinutí:

- a) s kotvou nakrátko
- b) s vinutým rotorem

dle tvaru stroje:

- a) patkový
- b) přírubový

dle vytvářeného pohybu kotvy:

- a) točivé
- b) lineární

dle otáček:

- a) rychloběžné
- b) pomaloběžné

dle provedení stroje:

- a) otevřené
- b) uzavřené

dle ventilace:

- a) vlastní
- b) cizí

2.1 Konstrukce asynchronního stroje

Asynchronní stroj se podobně jako jiný točivý stroj skládá z těchto hlavních částí. Funkce jednotlivých částí jsou zde uvedeny pro motorický stav stroje. [14]

a) vstupní elektrický obvod (statorové vinutí) – tvořený nejčastěji trojfázovým vinutím z mědi, jehož úkolem je přeměnit přiváděný elektrický výkon na výkon točivého magnetického pole. Vinutí je uloženo v drážkách z plechů, aby se zajistila mnohem účinnější přeměna energie, neboť plechy mají mnohem větší magnetickou vodivost než vzduch. Vinutí je od drážek odděleno drážkovou izolací. Na svorky stroje se přivádí pomocí vodičů nebo kabelů napájecí napětí. [14]

b) magnetický obvod – u střídavých strojů tvořen elektrotechnickými plechy, které jsou vzájemně mezi sebou elektricky izolovány. Jeho úkolem je vést magnetický tok při co nejvyšší účinnosti. U točivých strojů bývají plechy neorientované a většinou s tloušťkou 0,5 mm. U strojů, kde jsou kladeny extrémní požadavky na účinnost, lze použít i plechy tloušťky 0,35 mm. [14]

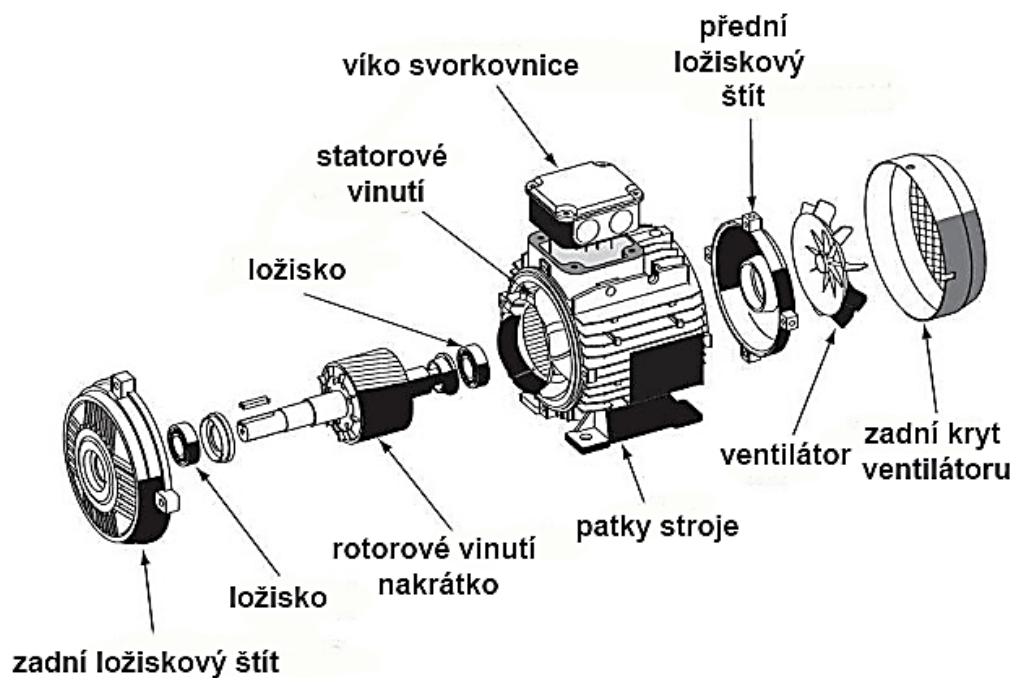
c) výstupní elektrický obvod – převádí výkon točivého magnetického pole přivedený skrze vzduchovou mezeru na mechanický výkon, který předává hřídeli ve formě otáček a kroutícího momentu. Tento obvod je tvořen tyčemi spojenými zkratovacími kruhy (klec nakrátko) anebo je tvořen třífázovým vinutím, které je vyvedeno na kroužky (kroužkový motor). Vinutí je opět uloženo v drážkách z elektrotechnických plechů. Tyče bývají nejčastěji z hliníku (je možné také použití mědi nebo mosazi), vinuté vinutí rotoru u kroužkového stroje z mědi. [14]

d) izolace stroje – např. u vinutí je úkolem zamezit průchodu proudu mezi částmi s různým potenciálem.

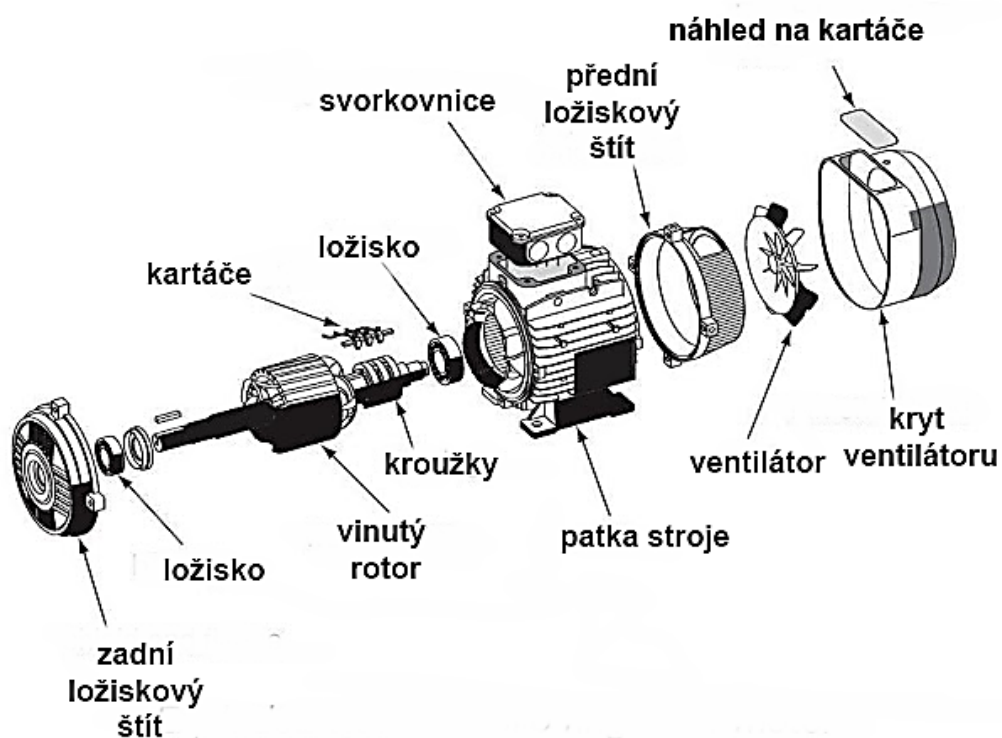
e) konstrukční části stroje – patří sem ventilátor, ložiska, ložiskové štíty, kostra stroje, patky a příruby stroje, hřídel s klínkem. Jejich úkolem není vedení proudu nebo magnetického toku, ale jsou to nezbytné části pro chod stroje. [14]

Dále bude popisován už jen stroj s kotvou nakrátko, protože je z těchto dvou typů nejrozšířenější.

Za zmínku ještě stojí uvést rozdíl mezi aktivním a pasivním materiálem (resp. částí). Aktivním materiálem je myšlen materiál, který je určen k vedení elektrického proudu nebo k vedení magnetického toku. Je to tedy materiál určený k přenosu elektromagnetické energie. Proto se aktivní částí bude myslet buď vinutí anebo magnetický obvod. Pasivní materiál (resp. část) je určena ke konstrukčním účelům a neslouží k přenosu elektromagnetické energie. Pasivním materiálem bude tedy např. materiál hřídele, ložiska a kostra stroje. [17]



Obr. 1 Asynchronní motor s kotvou nakrátko[5]



Obr. 2 Asynchronní motor s vinutým rotorem[5]

2.2 Princip funkce

Rotor asynchronního stroje není elektricky spojen se statorem. Výkon točivého pole statoru se do rotoru přenáší elektromagnetickou indukci přes vzduchovou mezeru, proto se někdy také pro tento druh strojů užívá název indukční stroje (napětí v rotoru vzniká indukcí). Volba velikosti vzduchové mezery má vliv na velikost magnetické vazby mezi statorovým a rotorovým vinutím. Čím je velikost vzduchové mezery menší, tím je magnetická vazba mezi statorovým a rotorovým vinutím větší a stroj má menší magnetizační proud. Na druhou stranu příliš malá mezera vede ke zvýšení přídavných ztrát a tím i ke zhoršení účinnosti stroje. Volba vzduchové mezery proto představuje jistý kompromis. [12]

Po připojení střídavého trojfázového napětí na statorové vinutí stroje začne jednotlivými fázemi protékat proud. To způsobí vznik točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře stroje, které se začne otáčet synchronními otáčkami $n_s = n_1$, které jsou dány frekvencí připojeného třífázového napětí a počtem pólů stroje. [12]

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (2.2.1)$$

Statorový proud I_1 vytvoří magnetomotorické napětí (dále jen mmf), které si můžeme představit jako vektor \mathbf{F}_{m1} , které se otáčí v prostoru úhlovou rychlostí. [12]

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} \quad (2.2.2)$$

Aby se v rotoru indukovalo napětí a z něj se vybudil proud, je třeba, aby existoval relativní pohyb rotoru vůči poli statoru. Tento jev se vyjadřuje pomocí skluzu [12].

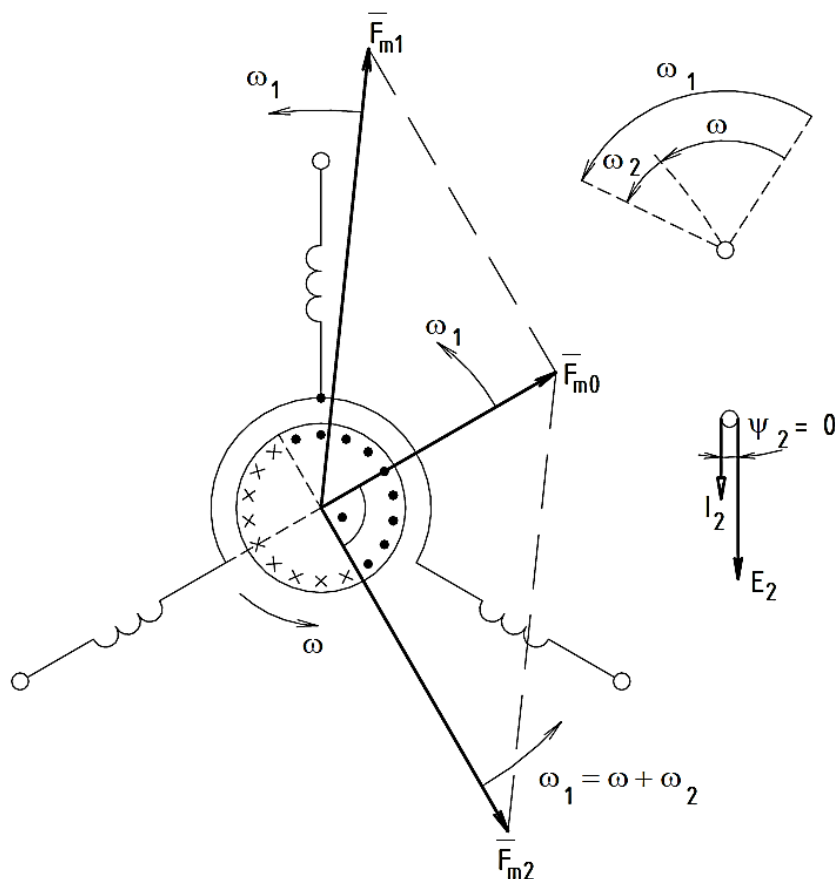
$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \quad (2.2.3)$$

V tyčích rotoru je proud I_2 o frekvenci:

$$f_2 = sf_1 \quad (2.2.4)$$

Budou-li otáčky točivého magnetického pole stejné jako mechanické otáčky rotoru, nebude existovat relativní pohyb mezi polem statoru a rotorem, a tedy indukované napětí v rotoru bude nulové a tím pádem bude i hodnota proudu rovněž nulová. Tento stav stroje se nazývá ideální chod naprázdno. Reálně se tento stav nevyskytuje, protože stroj i ve stavu naprázdno má malou zátěž v podobě překonávání momentů tření. [12]

Proud I_2 , který vznikne z rotorového indukovaného napětí, vytvoří vlastní mms \mathbf{F}_{m2} , které se otáčí stejně rychle jako \mathbf{F}_{m1} . Toto mms se nazývá reakce kotvy, neboť vzniklo na popud \mathbf{F}_{m1} . Obě mms se pohybují stejně rychle, takže stator i rotor musí mít stejný počet pólů. Mms byly uvažovány jako prostorové vektory, je však možné považovat je i za fázory. [12]



Obr. 3 Magnetomotorické síly působící ve stroji[12]

Vektorový součet mmn statoru a rotoru je dle Obr. 4:

$$\vec{F}_{m1} + \vec{F}_{m2} = \vec{F}_{m0} \quad (2.2.5)$$

Z toho je patrné, že ve stroji existuje pouze výsledné pole \vec{F}_{m0} , které je buzeno magnetizačním proudem I_μ dle úplného jednofázového náhradního schématu asynchronního stroje a toto pole je tvořeno výsledným magnetickým tokem ϕ . Tento tok se v rozsahu zatížení (tj. od stavu naprázdno po jmenovité zatížení) příliš nemění. Mimo tento hlavní tok existují ve stroji ještě rozptylové toky, které nejsou spřaženy s oběma vinutími a jsou většinou nežádoucí. [12]

Asynchronní stroj v podstatě funguje stejně jako transformátor, akorát s tím rozdílem, že jeho výstupní vinutí se otáčí a magnetický obvod je rozdělen na dvě části (statorovou a rotorovou), které jsou navzájem odděleny vzduchovou mezerou, aby se mohl stroj otáčet. [19]

Statorové vinutí stroje bývá trojfázové. Počet fází rotoru je roven počtu tyčí, proto je rotor mnohofázový[12]

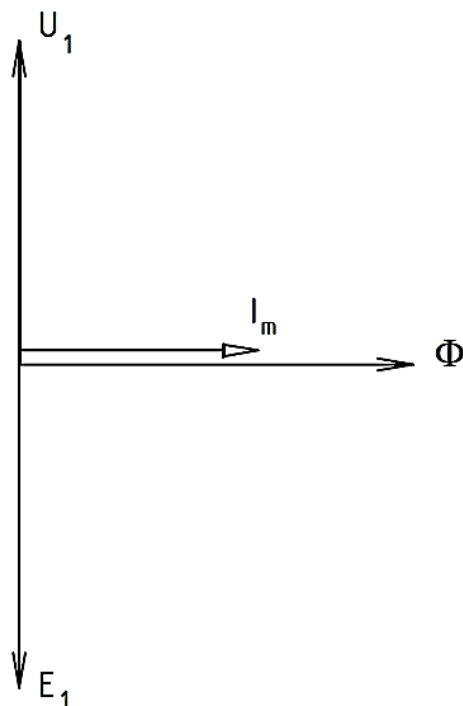
2.3 Funkce a pracovní stavy asynchronního stroje

Pracovní stavy asynchronního stroje nejlépe vyjadřuje skluz, a to jednak svojí velikostí, tak i znaménkem. Pracovním stavem stroje může být stav: naprázdno, nakrátko, zatížení (motorický, generátorický a brzdný režim). [12]

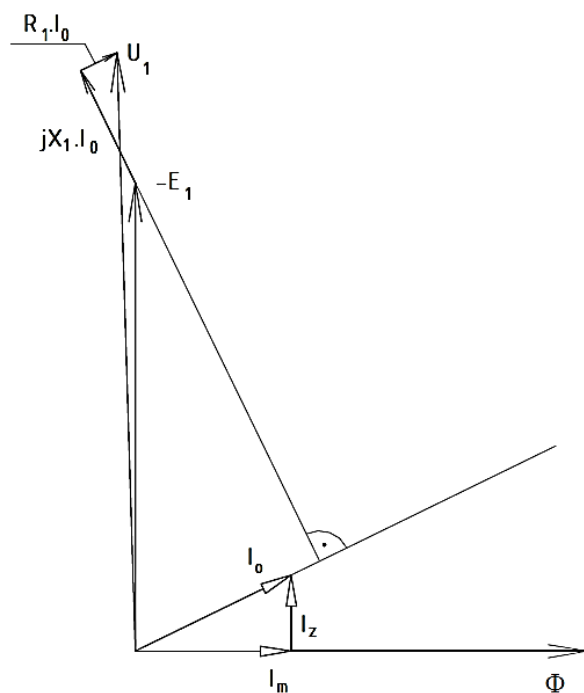
Uvažujeme nejdříve, že stroj pracuje jako motor. Jestliže by se rotor otáčel stejně rychle jako magnetické pole ve vzduchové mezeře, tj. synchronními otáčkami, nevznikne relativní pohyb mezi

rotorem a točivým magnetickým polem a tedy $s = 0$ a $f_2 = 0$ Hz a ve vodičích rotoru se neindukuje elektromotorická síla a neprotéká jimi proud. Statorové vinutí odebírá ze sítě jen magnetizační proud I_μ (na obr. 5, 6 a 8 označen jako I_m) potřebný na vytvoření magnetického toku Φ . Tento tok indukuje ve statorovém vinutí elektromotorická síla E_1 , která je o $\pi/2$ fázově posunuta za tokem Φ a má stejnou velikost, ale opačnou fázi jako síťové napětí U_1 . Stroj nevyvíjí žádný moment. Jedná se tedy o ideální chod naprázdno. Tento stav je zobrazen fázorovým diagramem na obr.5. Toto je stav idealizovaného indukčního motoru, neboť ve skutečnosti motor při chodu naprázdno musí hradit mechanické ztráty (tření v ložiskách, ventilační ztráty), a proto je vždy zatížen jistým momentem. odpovídajícím těmto ztrátám. Synchronní rychlosti tedy motor nikdy nemůže dosáhnout. [12]

Skutečný stroj má při stavu naprázdno kromě mechanických ztrát i Jouleovy ztráty ve vinutí stroje a ztráty v železe (v magnetickém obvodu stroje vytvořené proudem $I_z = I_{Fe}$). Skutečný fázorový diagram asynchronního motoru je na obr.6. [12]



Obr. 5 Ideální chod naprázdno [12]



Obr. 6 Skutečný stav naprázdno [12]

Stav nakrátko u asynchronního stroje je případ, kdy se rotor neotáčí, tedy $n = 0$ a $s = 1$. Rotorové vinutí je ovšem spojeno nakrátko, tedy poměry zde budou podstatně rozdílné oproti stavu stojícího motoru a rozpojeného vinutí. Stav nakrátko se vyskytuje u motoru na počátku jeho spuštění eventuálně při zastavení vlivem přetížení. Při stavu nakrátko je na hřídeli stroje nulový mechanický výkon a celý výkon točivého pole se zmaří ve formě tepla převážně v rotorovém vinutí. Pokud se stav nakrátko vyskytuje delší dobu (např. těžké rozběhy), hrozí vlivem odběru proudu nakrátko k přehřátí stroje (míníme nyní případ, kdy má stroj ventilátor připevněný přímo na hřídeli) a tím k poškození izolace. Proud nakrátko dosahuje menších hodnot než u transformátorů a bývá 5 až $7I_n$. [12], [19]

Mezi stavem nakrátko a naprázdno se pohybuje pracovní stav motoru. Zatížený motor musí mít skluz, aby se v rotoru naindukovalo napětí a v důsledku toho vybuzený proud, který spolu s

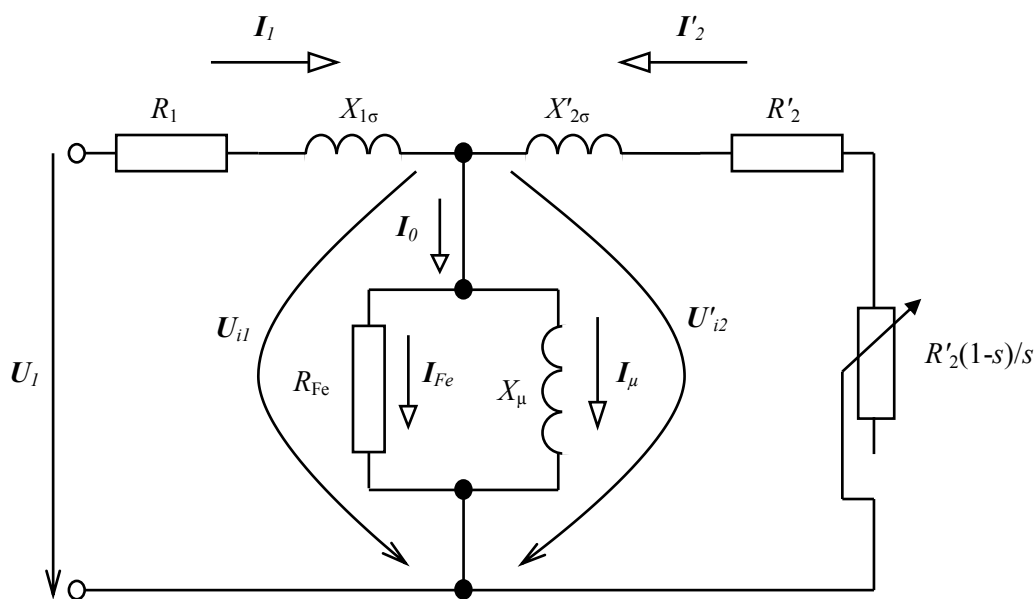
točivým magnetickým polem vytvoří moment motoru na hřídeli. Asynchronní motor pracuje v rozsahu rychlostí otáčení $0 \leq n < n_s$ a tomu odpovídá rozsah skluzu $1 > s > 0$ tzn., že skluz je kladný. Skluzová rychlost otáčení n_z má stejný smysl otáčení jako točivé magnetické pole. [12]

Stroj může pracovat buď jako:

- a) motor – rychlost rotoru je menší než rychlost točivého magnetického pole.
- b) generátor – rotor se točí rychleji než točivé pole
- c) protiproudá brzda – rotor se otáčí ve směru proti točivému magnetickému poli. Stroj je v tomto stavu enormně tepelně namáhán.

2.4 Náhradní schéma jedné fáze asynchronního stroje

Náhradní schéma umožňuje pochopení chování stroje na základě obvodového RL modelu. Na náhradním schématu na obr. 7 vidíme nejužívanější druh – náhradní schéma typu T článku. Náhradní schéma se rozděluje na 2 větve – podélnou a příčnou. Podélná větev je tvořena odpory statorového a rotorového vinutí a jejich rozptylovými reaktancemi. Příčná větev (magnetizační) je tvořena odporem magnetického obvodu reprezentujícího ztráty v něm vznikající a magnetizační reaktanci (někteří autoři ji označují termínem hlavní reaktance stroje). Protože asynchronní motor je svou podstatou transformátor, je nutné veličiny rotoru přepočítat na stator. [11]



Obr. 7 Náhradní schéma asynchronního stroje s jednoduchou klecí

Někdy se používá zjednodušené náhradní schéma Γ z důvodu jednoduššího výpočtu. Tento článek vznikne tak, když zapojíme magnetizační větev přímo na vstupní svorky schématu. Tímto krokem se docílí toho, že indukované napětí bude rovné napětí svorkovému a proud vstupující do příčné větve tak nebude závislý na úbytcích napětí na podélné větvi. Tímto krokem se sice dopustíme jisté výpočetní chyby, avšak zkušenosti dokazují, že rozdíl ve výpočtech veličin se pohybuje do 10 %.[12]

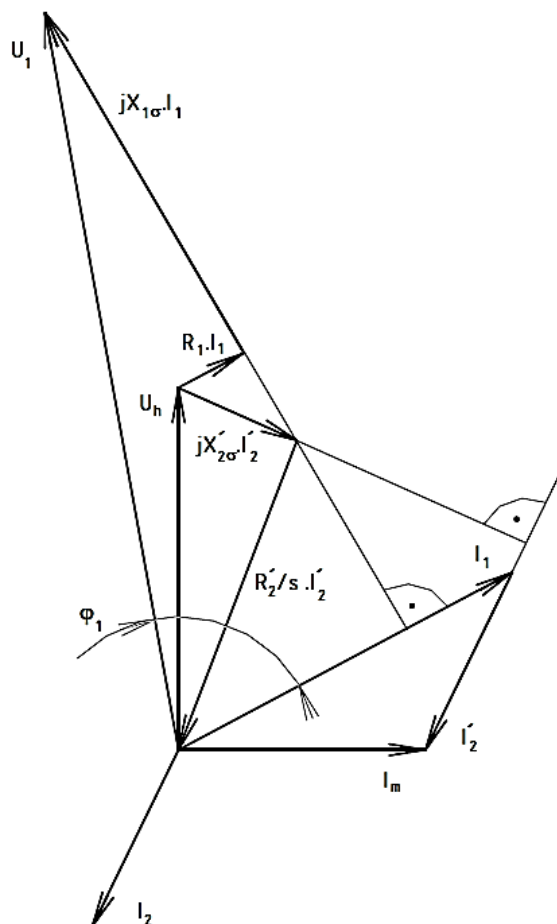
Výpočet veličin dle náhradního schématu je možný přibližně v rozsahu zatížení od stavu naprázdno až do jmenovitého zatížení. Při vyšších zatíženích je už citelná změna rozptylových reaktancí, neboť jejich velikost je závislá na proudech I_1 a I_2 , které se s rostoucím zatížením zvyšují.

Změna velikosti rozptylových reaktancí v reálném stroji má vliv na velikost momentu stroje při daném zatížení. [19]

Rotorová část na schématu na obr. 7 platí pro stroj s jednoduchou klecí nebo vinutým rotorem. V náhradním schématu výkonová ztráta na odporu R_2 představuje Jouleovy ztráty v rotorovém vinutí a výkonová ztráta na odporu $R_2(1-s)/s$ nepředstavuje ve skutečnosti ztrátu, ale odebíraný výkon ze stroje.

Náhradní schéma dle obr. 7 nerespektuje mechanické ztráty rotoru. Pokud bychom je chtěli do schématu zahrnout, pak by příslušný odpor tvořil třetí paralelní větev v příčné větvi, čímž by se docílilo toho, že ztráta vznikající na tomto odporu by byla na zatížení nezávislá [11]

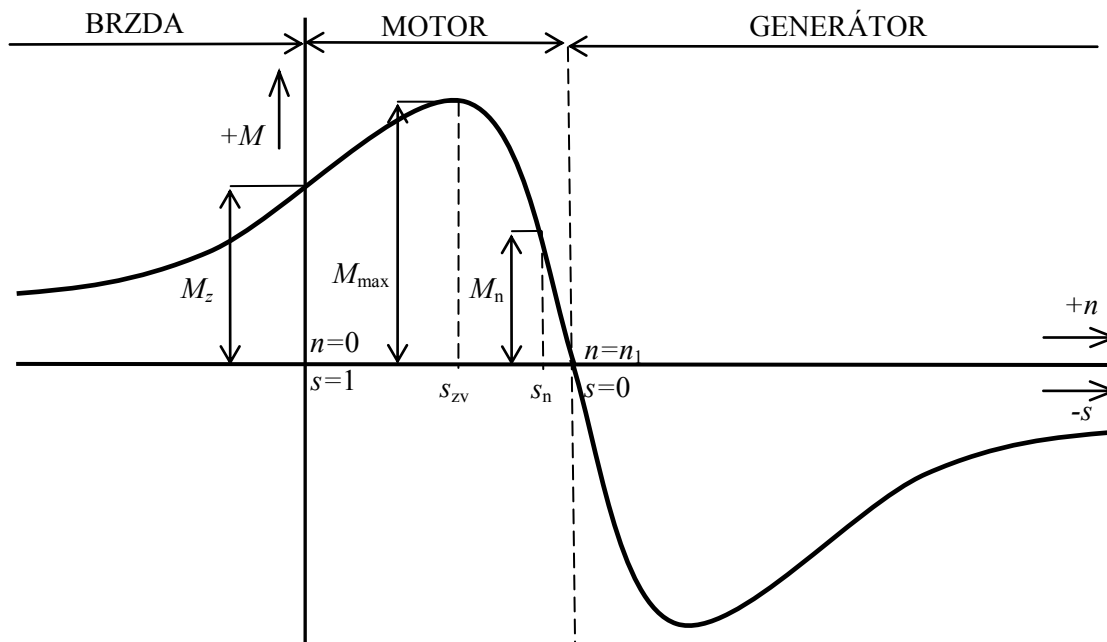
Vektorový diagram stroje vychází z náhradního schématu asynchronního stroje a je na obr. 8.



Obr. 8 Fázorový diagram asynchronního motoru [12]

2.5 Momentová charakteristika stroje

Je to vyjádření závislosti momentu na hřídeli stroje na skluzu ($M = f(s)$) nebo otáčkách ($M = f(n)$) – viz obr. 9. Tato charakteristika se zobrazuje pro jmenovité napětí stroje a její tvar a parametry jsou dány převážně konstrukcí stroje.



Obr. 9 Momentová charakteristika stroje s jednoduchou kotvou [19]

Při připojení plného napětí na svorky stroje vznikne přechodný děj (rozběh). Motor se rozbíhá ze stavu nakrátko ($n = 0$, $s = 1$) a odebírá v tomto bodě záběrný proud a vytváří záběrný moment. V tomto okamžiku je výkon na hřídeli nulový a většina přivedeného výkonu točivého pole se zmaří na ohmickém odporu rotorového vinutí. Podmínka úspěšného rozběhu je, že moment motoru musí být v každém okamžiku větší než zátěžný moment poháněného zařízení až do okamžiku dosažení ustáleného stavu, kdy je moment motoru roven zátěžnému momentu. Čím delší (těžší) rozběh motoru je, tím více je tepelně namáhán.

Důležitým parametrem z hlediska elektrických pohonů je poměr M_{\max}/M_n , který udává momentovou přetížitelnost stroje. U asynchronních strojů s jednoduchou kotvou bývá 1,6 až 2, motory s dvojitou kotvou nebo vírovou kotvou 1,6 až 3 a kroužkové 1,6 až 2,5 a ve speciální provedení 3 až 5. [20]

Obecný vztah pro výpočet momentu stroje je:

$$M = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{s \omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_{1\sigma} + c_1 X_{2\sigma}')^2 \right]} \quad (2.5.1)$$

Ze vztahu je patrné, že závisí na veličinách vyjádřených v náhradním schématu. Činitelé c_1 jsou komplexní činitelé rozptylu [22]

Tvar momentové charakteristiky je způsoben převážně změnou rozptylových reaktancí se zatížením. Kdyby měl stroj nulový rozptyl, byla by momentová charakteristika tvořena přímkou a při záběru (ve stavu nakrátko) by motor vytvářel maximální moment. Čím jsou odpory stroje větší, tím je pokles otáček rotoru s rostoucím zatížením větší. Motor, který by měl nulové rozptylové reaktance a nulové odpory (ideální motor), by tvořil momentovou přímkou nezávislou na zatížení - pracoval by tedy s konstantními otáčkami. [14]

V praxi uvidíme v katalogu elektromotorů momentovou charakteristiku zobrazenou jako určité pásmo. Toto pásmo bude nejširší v oblasti záběru stroje do bodu zvratu a nejtenší v oblasti blízké stavu naprázdno. Důvodem je to, že stroj má moment kvadraticky závislý na připojeném napětí a dovolené odchylky napětí v síti jsou $\pm 10\% U_{1n}$.

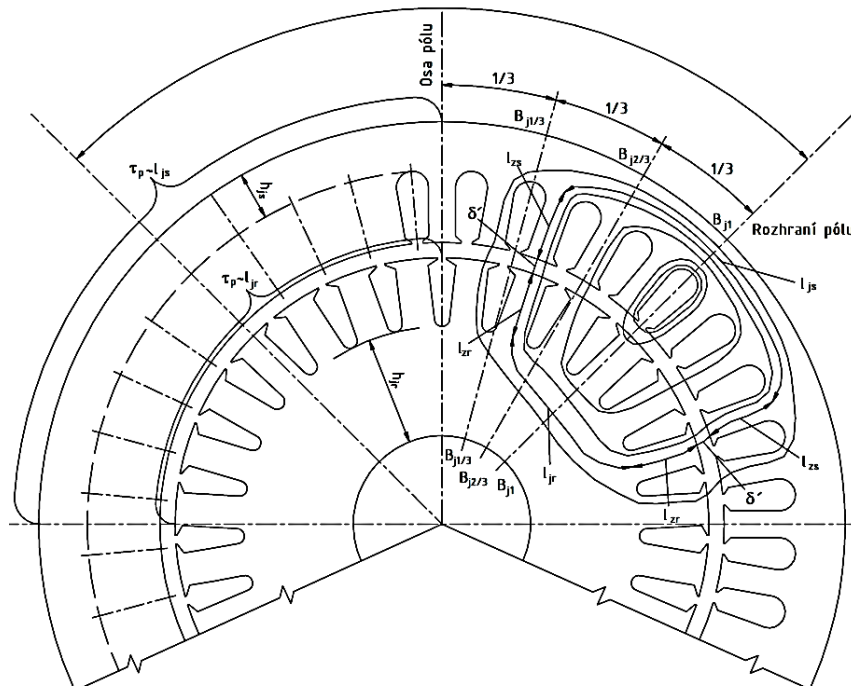
2.6 Magnetický obvod stroje

Typický magnetický obvod asynchronního motoru s klecí nakrátko je na obrázku 10. Stator je složený z plechů s drážkami na vnitřním obvodu. Rotor je opět prstenec složený z plechů, ale s drážkami na vnějším obvodu. Tloušťka plechů se u asynchronních strojů volí 0,5 mm, vyjimečně i tenčí (např. 0,35 mm). [12]

Magnetický tok vychází ze statorových zubů, projde vzduchovou mezerou do rotorových zubů a obrátí se rotorovým jhem a zuby zpět do vzduchové mezery. Nakonec se uzavře přes zuby statoru a jeho statoru. Tedy magnetický obvod můžeme rozdělit na pět částí: vzduchovou mezeru, zuby statoru a rotoru a jeho statoru a rotoru. Tato neustálá prostorová přemagnetizace je důvodem použití neorientovaných plechů u točivých strojů na střídavý proud. Maximální hodnota základní harmonické magnetického toku je dána z rovnice [12]

$$\phi_{\max} = \frac{U_{i1}}{4,44 f_1 N_1 k_{v1}} \quad (2.6.1)$$

Tok jednoho pólu



Obr. 10 Magnetický obvod stroje[12]

2.7 Volba vzduchové mezery

Indukce ve vzduchové mezeře se u běžně vyráběných strojů pohybuje v mezích 0,7 T až 1 T. Velmi významná je správná volba vzduchové mezery, která předurčuje energetické ukazatele asynchronního motoru. Čím menší je vzduchová mezera, tím menší je její magnetický odpor a magnetické napětí, které tvoří hlavní část magnetického napětí, magnetického obvodu celého stroje. Malá mezera má tedy za následek malý magnetizační proud, tzn. i lepší účinnost a menší ztráty ve vinutí statoru. Nadměrné zmenšování vzduchové mezery vede k nárůstu pulsací indukce ve vzduchové mezeře a tím i ke zvýšení pulsačních ztrát. Na volbu velikosti mezery má vliv i řada dalších činitelů jako průhyb hřídele, velikost otáček, přesnost výroby paketu apod. [12]

Pro výpočet velikosti vzduchové mezery se užívá empirického vztahu (2.6.2), který respektuje konstantu stroje (C), délku magnetického obvodu stroje (L) a vnitřní průměr statoru (D). [12]

$$\delta = C \sqrt[3]{\frac{D^2 L}{2p}} \quad (2.6.2)$$

konstanta C se volí:

- $C = 4$ pro běžné čtyřpólové a vícepólové stroje
- $C = 5$ pro stroje dvoupólové
- $C = 6$ pro jeřábové a jiné nepříznivě namáhané stroje

3 Rozbor ztrát vznikajících ve stroji

V této kapitole bude stručně určen základní rozbor ztrát, které vznikají ve stroji. Výpočetní vztahy, které zde budou uvedeny, slouží pouze pro ilustraci parametrů, na nichž tyto ztráty závisí.

Ztráty, které ve stroji vznikají, jsou svou podstatou výkonem, který se neúčastní užitečné přeměny elektrické energie na mechanickou, ale svými účinky vytváří ve stroji neúčinné teplo, které musí být odváděno do okolního prostředí. Snahou je, aby byly ztráty co nejvíce eliminovány a tím byl stroj z hlediska nákladů na elektrickou energii šetrnější.

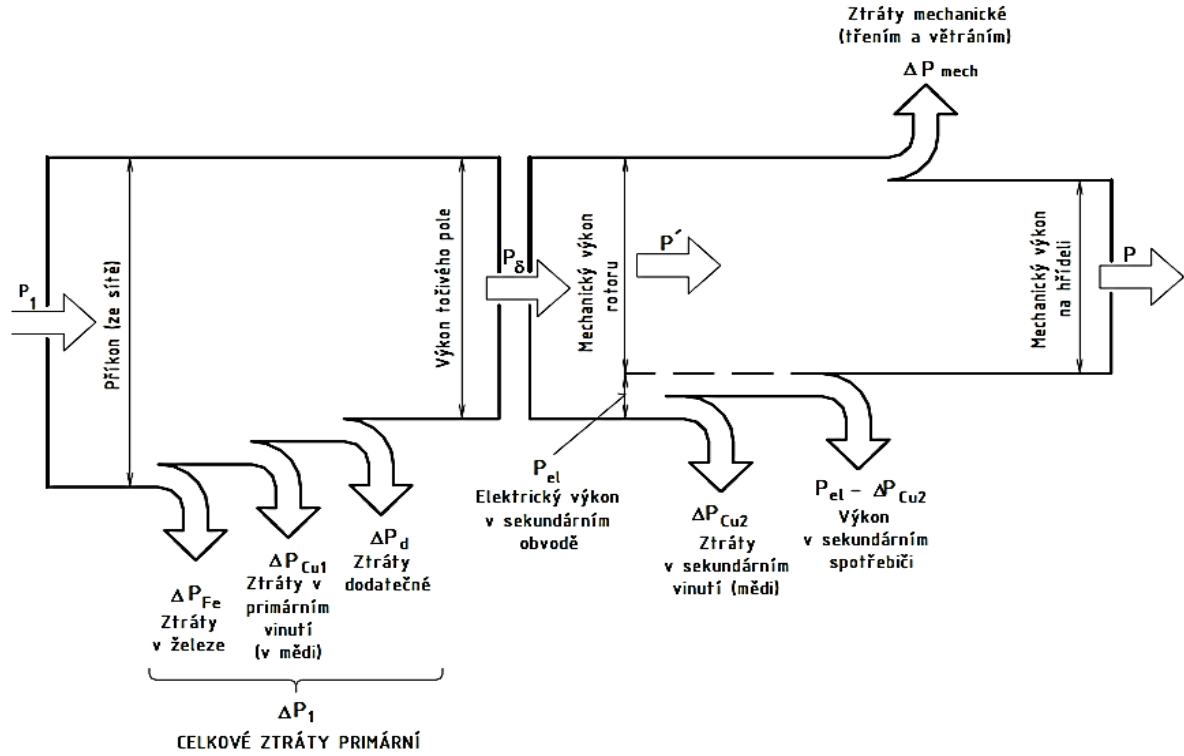
Ztráty vznikající ve stroji při přeměně výkonu můžeme rozdělit do následujících skupin [22]

- a) ztráty elektrické vznikající ve vodičích a dalších vodivých částech stroje
- b) ztráty magnetické (v železe) vznikající ve feromagnetických částech stroje
- c) ztráty dielektrické v izolacích stroje, které se nacházejí ve střídavém elektrickém poli
- d) ztráty mechanické, které v sobě zahrnují ztráty vlivem tření a ztráty ventilační

Dielektrické ztráty nebudou rozebrány, protože jejich vliv je u strojů na nízké napětí zanedbatelný. [22]

Ztráty se z historického hlediska (i když ne úplně přesně) rozdělují podle povahy do dvou skupin:

- 1) ztráty nezávislé na zatížení (proudu) – mechanické ztráty, ztráty v železe, část přídavných ztrát
- 2) ztráty závislé na zatížení – Jouleovy ztráty ve vinutí statoru a rotoru, část přídavných ztrát



Obr. 11 Výkonová bilance asynchronního motoru s vinutým rotorem [12]

3.1.1 Jouleovy ztráty

Jsou způsobeny průchodem proudu vodičem o konečné hodnotě vodivosti. Tento druh ztrát se ve výkonové bilanci dle obr. 11 vyskytuje ve vinutí statoru a rotoru.

Např. pro jednu fázi statoru se tyto ztráty vypočítají jako:

$$\Delta P_{J1} = R_1 I_1^2 \quad (3.1.1)$$

Odpor vodiče ve stejnosměrném obvodu je

$$R_{DC} = \rho_T \frac{l}{S} \quad (3.1.2)$$

3.1.2 Činitel přídavných ztrát

Odpor, který vykazuje vodič při napájení střídavým napětím, je vždy vyšší než při stejnosměrném napětí a tím pádem jsou vyšší i ztráty. Vliv zvýšení ztrát zachycuje činitel přídavných ztrát dle vztahu (3.1.3), který je dán součinem činitele povrchového jevu (k_s) a jevu blízkosti (k_b).

$$R_{AC} = k_d R_{DC} = k_s k_b R_{DC} \quad (3.1.3)$$

3.1.3 Elektrický povrchový jev (skinefekt)

Podstatou tohoto jevu je působení Lenzova zákona. Časově proměnný proud vytváří ve vodiči časově proměnné magnetické pole, které budí vířivé proudy, jejichž magnetická pole svým smyslem působí proti magnetickému poli, které je vyvolalo. Součet vlastního proudu ve vodiči a

vířivých proudů vede k nerovnoměrnému rozložení proudové hustoty v průřezu vodiče. Následkem tohoto jevu vodič vykazuje větší odpor.

Kritériem pro posouzení vlivu skinefektu je hloubka vniku elektromagnetické vlny do materiálu, která závisí na frekvenci a elektrické a magnetické vodivosti materiálu. Je to taková kolmá vzdálenost od povrchu vodiče ke středu, kde proudová hustota dosahuje jen cca 37% proudové hustoty na povrchu. Pokud je průměr vodiče menší, než je hloubka vniku, nemusíme vliv skinefektu uvažovat, neboť proudová hustota je po průřezu vodiče přibližně konstantní. Skinefekt se sice projevuje, ale jeho účinky jsou zcela zanedbatelné (koeficient k_s je vždy větší než 1).

Vliv vířivých proudů na rozložení proudové hustoty se u asynchronních strojů záměrně využívá ke zlepšení rozběhu, neboť dočasně zvyšují odpor rotorového vinutí a tím i záběrný moment.

U statorového vinutí strojů na nízké napětí se vliv skinefektu na zvýšení odporu vinutí neuvažuje, neboť průměry vodičů jsou vzhledem k hloubce vniku zanedbatelné.

3.1.4 Jev blízkosti (proximity efekt)

Jev blízkosti je obdobou skinefektu. U skinefektu se však jedná o vliv vířivých proudů, které vznikly na základě časově proměnného vlastního magnetického pole vodiče.

Jev blízkosti vzniká na základě působení cizích, časově proměnných magnetických polí na vodič, v němž se vybudí vířivé proudy, které svým účinkem změni rozložení proudové hustoty. Zda bude proudová hustota větší na jedné nebo druhé straně, závisí na polaritě proudů vodičů. Vliv jevu blízkosti závisí hlavně na vzdálenosti vodičů.

Kromě vlivu cizích vodičů má zde svůj účinek i blízké prostředí z feromagnetického materiálu. Mírou vlivu má zde kromě vzdálenosti od vodiče také permeabilita materiálu. Feromagnetický materiál působí tak, jako by byl v dvojnásobné vzdálenosti od vodiče zrcadlově umístěn vodič se shodným smyslem proudu.

Jev blízkosti se u asynchronních strojů analyticky nepočítá, analytický výpočet by byl pravděpodobně nemožný.

3.1.5 Vliv oteplení na odpor vodičů

Velmi podstatnou věcí, která má velký vliv na odpor vodiče, je teplotní závislost rezistivity. Růst teploty běžných vodičů jako měď či hliník způsobuje i nárůst měrné rezistivity. Vztah 3.1.2 udává rezistivitu při pracovní teplotě stroje – to jest při ustálené teplotě T , které stroj za daných podmínek (teplota okolí, zatížení) dosáhne.

Každý materiál má měrnou rezistivitu při stejné referenční teplotě jinou. Materiály se však vzájemně liší i hodnotami teplotních součinitelů rezistivity, které udávají poměrný přírůstek rezistivity, když vodič ohřejeme o 1°C. Pro teplotní závislost měrné rezistivity platí dle [3] řada:

$$\rho_T = \rho_0 \left[1 + \alpha \Delta T + \beta (\Delta T)^2 + \gamma (\Delta T)^3 + \dots \right] \quad (3.1.4)$$

Pro potřeby technické praxe vystačíme s dostatečnou přesností se zjednodušeným vztahem

$$\rho_T = \rho_0 (1 + \alpha \Delta T) \quad (3.1.5)$$

3.2 Ztráty v železe

Tyto ztráty vznikají v magnetickém obvodu stroje a jsou dvojího druhu. Ztrátami v železe rozumíme součet ztrát hysterezních a ztrát vířivými proudy [21]:

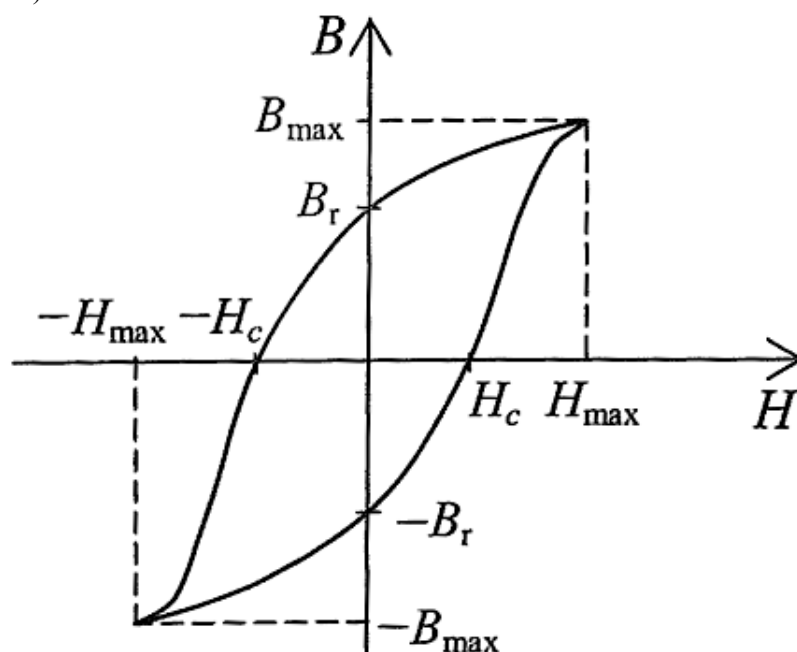
$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_H + \Delta P_w \quad (3.2.1)$$

3.2.1 Hysterezní ztráty

Jsou dány vnitřní plochou statické hysterezní křivky, frekvencí a objemem železa[21]

$$\Delta P_H = f S_H V_{Fe} \quad (3.2.2)$$

Statickou hysterezní křivkou se myslí magnetizační křivka magnetického materiálu, který se ale přemagnetovává s velmi nízkou frekvencí, při které je příspěvek ztrát vířivými proudy zanedbatelný. (Patočka)



Obr. 12 Statická hysterezní smyčka [21]

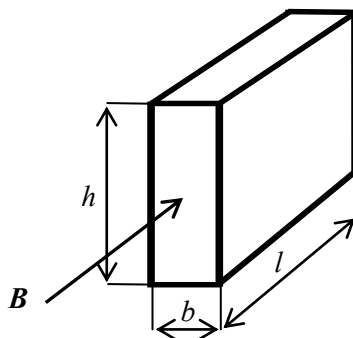
Dynamická hysterezní smyčka má tvar stejný jako statická hysterezní smyčka. Jediný rozdíl je, že vířivé proudy vznikající při střídavé přemagnetizaci při dané frekvenci rozšíří tuto smyčku ve směru H . Se vzrůstem frekvence bude zvětšovat i šířka BH smyčky. [21]

3.2.2 Ztráty vířivými proudy

Tyto ztráty jsou dány časovou změnou magnetického toku, který prochází materiálem, rezistivitou materiálu a jeho rozměry. Podstatné je, že rostou s kvadrátem frekvence, což je nevýhodná vlastnost hlavně vzhledem k tomu, že v dnešní době se stále více rozšiřuje používání měničů frekvence a stroje jsou v některých regulech pohonech napájeny i vyšší frekvencí než 50 Hz. Uvedeme zde závislost podle [4]

$$\Delta P_w = \frac{\pi^2 h b^3 l}{8 \left(1 + \frac{b^2}{h^2}\right)} \frac{f^2 B^2}{\rho} = c_w f^2 B^2 \quad (3.2.3)$$

Ve vztahu 3.2.3 značí h , b , l rozměry hranolu dle obr. 13, který je ve střídavém magnetickém poli o indukci B



Obr.13 Hranol, v němž vznikají vířivé ztráty[4]

3.2.3 Celkové ztráty v železe

Při návrhu stroje v praxi se vztahy (3.2.2) a (3.2.3) nepoužívají. Celkové ztráty v železe se při analytických výpočtech určují empirickým vztahem [16]

$$\Delta P_{Fe} = \Delta p_{1,0} k_p \left(\frac{f}{50}\right)^\beta m_i B_i^2 \quad (3.2.4)$$

Z tohoto vztahu jsou pro nás podstatné hlavně

a) $\Delta p_{1,0}$ – ztrátové číslo materiálu. Je to hodnota ztrát v materiálu při jeho hmotnosti 1 kg a frekvenci 50 Hz při vztažné indukci 1T [16]

b) k_p – činitel, který zahrnuje vliv ražení, nerovnoměrnosti indukce apod. při ražení drážek do plechů dochází k poškození a změně struktury v materiálu plechu. To má za následek změnu vlastností plechů, která se projevuje zvýšením ztrát v místě ražení [16]

c) B_i^2 – ztráty jsou úměrné kvadrátu magnetické indukce v dané části stroje. Snížením indukce tedy dosáhneme i snížení ztrát a zvětšení účinnosti. [16]

3.3 Dodatečné (přídavné) ztráty

Jsou definovány jako rozdíl mezi celkovými ztrátami a součtem ztrát ve vinutích, v železe a mechanických ztrát [23]. Dříve byly tyto ztráty odhadovány jako 0,5 % příkonu pro jmenovitý výkon stroje. [22] Reálně se však hodnoty pohybují vesměs většinou mezi 1 až 2 % (v některých případech i více) příkonu motoru [16]. Výpočet těchto ztrát patří k velmi obtížným úkolům a v budoucnu lze očekávat, že vzhledem ke zvyšujícím se požadavkům na účinnost se na tuto problematiku zaměří mnohem více vědců a inženýrů. Přídavné ztráty se podle charakteru rozdělují na dvě složky[9]

- a) přídavné ztráty ve stavu naprázdno
- b) přídavné ztráty ve stavu zatížení

3.3.1 Přídavné ztráty ve stavu naprázdno

Patří sem povrchové ztráty a pulsační ztráty naprázdno. Teorie zpracované na toto téma uvádí, že povrchové ztráty vznikají vlivem pulzace magnetické indukce ve vzduchové mezeře. To je způsobeno tím, že zub má mnohem větší magnetickou vodivost než drážka. Daná siločára magnetického toku, která s točivým magnetickým polem statoru neustále rotuje po obvodu stroje, tvoří jakoby dílčí magnetický obvod. Vzhledem k tomu, že střídavě protíná zub a drážku, tak se mění magnetický odpor, který vede k pulzaci magnetického toku, a tím pádem i magnetické indukce. Tato časová změna toku způsobuje vznik vířivých proudů na povrchu statoru i rotoru. [16],[22]

Vznikají ve strojích s drážkami na statoru a rotoru. Jsou vyvolány pulsacemi magnetického toku v zubech, které vedou ke vzniku vířivých proudů v železe zubů. [16]

3.3.2 Přídavné ztráty při zatížení

Teorie různých autorů tvrdí, že příčinou těchto ztrát jsou harmonické vyšších řádů magnetomotorické síly ve vzduchové mezeře, které vyvolávají povrchové a pulsační ztráty [9]. Čím větší počet drážek statoru stroj má, tím je i průběh mms ve vzduchové mezeře bližší sinusovému průběhu a obsahuje tak méně harmonických vyšších řádů, které jsou ve stroji nežádoucí, neboť vytváří nejen ztráty, které nejsou až tak podstatné, ale hlavně parazitní momenty, které mohou práci stroje narušovat. To lze potlačit kromě zvýšení počtu drážek také zvětšením vzduchové mezery, neboť ta představuje pro harmonické velký magnetický odpor a čím je řád harmonické větší, tím menší je její amplituda, a proto se tak její vliv značně eliminuje.

Zásadní vliv má pravděpodobně drážkování rotoru v případě, že se stroj začne zatěžovat a klesají otáčky stroje, začnou z pohledu magnetického pole siločáry magnetického pole protínat rotorové drážky, což by mělo vést ke vzniku pulzací toku. S rostoucím zatížením by měla růst frekvence pulzací toku, což má za následek zvýšení přídavných ztrát. Tento jev by však měl být eliminován v závislosti na poloze vektoru \vec{m}_{mn} rotoru vůči vektoru \vec{m}_{mn} statoru. Jedná se o

odbuzovací vliv reakce kotvy, který by měl pulzace toku zeslabit. Další příčinou těchto ztrát může být působení rozptylových toků, které vyvolávají vířivé proudy i v jiných částech stroje.

Podle [22] se určují přídatné ztráty vztahem:

$$\Delta P_d = \Delta P_{dn} \left(\frac{I_1 - I_{10}}{I_{1n} - I_{10}} \right)^2 \quad (3.2.5)$$

kde ΔP_{dn} – přídatné ztráty při jmenovitém zatížení [W]

I_1 – proud statoru při zatížení, pro které ztráty zjišťujeme. [A]

I_{1n} – jmenovitý proud statoru [A]

I_{10} – proud naprázdno statoru [A]

3.4 Mechanické ztráty

Mechanické ztráty jsou dány ztrátami třením (ložisek, chladicího vzduchu o rotor) a ventilačními ztrátami (ventilátorem). Z historického hlediska jsou považovány za ztráty nezávislé na zatížení, což ale přesně platí pouze pro synchronní stroje s vlastní ventilací, neboť mají konstantní otáčky nezávislé na zatížení. Tyto ztráty se vesměs určují jen na základě empirických vztahů. Tyto ztráty jsou úměrné kvadrátu otáček a třetí mocnině průměru ventilátoru. [16]

Dále se touto problematikou nebudeme zabývat, neboť se jedná o problematiku určenou převážně strojním inženýrům.

3.5 Vliv technologie výroby na velikost ztrát

Na velikost ztrát má při výrobě vliv několik faktorů. Jednotlivé části asynchronních motorů jsou vyráběny vždy s určitou výrobní tolerancí. Na vlastnosti vyráběných motorů má vliv i kolísání jakosti materiálů dodávaných od subdodavatelů. To je příčinou toho, že vlastnosti sériově vyráběného motoru se budou kus od kusu vždy mírně lišit (většinou v řádu jednotek procent).

Z pohledu ztrát má největší vliv náchylnost elektrotechnických plechů na působení vnějších vlivů. Role elektrotechnických plechů putují od výrobce ke spotřebiteli a už během přepravy na často dlouhé vzdálenosti jsou i několikrát překládány. Vlivem nárazů a tlaků při manipulaci dochází k degradaci užitečných vlastností plechů. Nejvýraznější negativní vliv na vlastnosti má však výroba drážek. [18]

Nejčastěji používanou technologií výroby drážek je použití mechanického stříhadla, kdy z tabule plechu se vyrobí statorový i rotorový plech. Ražbou drážek vznikne mechanické namáhání, které způsobí vznik vnitřního pnutí v materiálu a poruchy krystalické mřížky. Největší negativní vliv je v místě stříhu a s rostoucí vzdáleností od hrany postupně klesá. Různé studie udávají většinou hloubku poškození 5 mm až 10 mm od hrany stříhu, někdy i více v závislosti na použitém typu elektrotechnických plechů a technologii ražení. V poškozené oblasti má materiál zhoršenou magnetickou vodivost, což se projeví tak, že v těchto oblastech klesne magnetická indukce a v nepoškozených oblastech se zvýší (za předpokladu stejného magnetického toku před a po stříhu).

Při ražbě drážek dochází nejen k degradaci BH křivky, ale také ke zhoršení křivek měrných ztrát, což má za následek zvýšení ztrát v železe základní harmonickou a i zvýšení přídatných ztrát vlivem ostatních harmonických v důsledku pulzací magnetického toku (část přídatných ztrát vzniká v magnetickém obvodu). [18]

Degradace BH křivky se projeví nárůstem magnetizačního proudu, což vede dle náhradního schématu asynchronního motoru ke zvýšení úbytků napětí na odporu statorového vinutí a rozptylové reaktanci statoru a následkem je snížení indukovaného napětí, snížení účinníku a zvýšení Jouleových ztrát statorového vinutí.

Problematika zhoršení materiálových vlastností plechů vlivem výroby drážek je o to horší, že zuby jsou z pohledu magnetického obvodu nejvíce nasycené oblasti, tudíž ztráty v železe jsou zde největší. Čím menší je šířka zubu, tím větší vliv má technologie výroby drážek na ztráty motoru.

Mechanické stříhy mohou mít ještě jednu negativní vlastnost. Při ražbě vznikají otřepy, které jsou ostré a vodivé. Při stlačení paketu magnetického obvodu tak může dojít k poškození izolace plechu. Pokud se vodivé spojení vytvoří alespoň ve dvou bodech sousedních plechů, může dojít k tomu, že se přes tyto dva spoje budou uzavírat vířivé proudy, a tak se může zvýšit složka vířivých ztrát v železe. Kromě stříhu drážek má vliv také vyvíjený tlak při stažení svazku plechů ve výsledný paket a již zmíněné ostré otřepy mohou degradaci vlastností plechů dále zhoršovat. Mechanické stříhání je stále nejpoužívanější technologií, protože se jedná o nejrychlejší a nejlevnější metodu výroby drážek. [18]

Negativní vliv stříhu na magnetické vlastnosti materiálu je možné odstranit pomocí žíhání. Jedná se však o technologicky náročný proces, jelikož se musí materiál zahřát na žíhací teplotu (cca 750 °C až 900 °C) a po několik hodin musí být tato teplota udržována. Tím dojde k rekrystalizaci materiálu, což má za následek odstranění vnitřního pnutí a poruch v krystalické mřížce materiálu a zároveň k růstu zrn. Dlouhá doba žíhání zpomaluje a prodražuje výrobní proces, ale výsledkem je podstatné zlepšení magnetických vlastností materiálu, které jsou takřka shodné s vlastnostmi materiálu před ražením. [18]

Studie [8] porovnávala vlivy mechanického ražení, elektrojiskrového obrábění, CO₂ laserem a vodním paprskem na ztráty (hysterezní, vířivé i zvláštní vířivé) neorientovaných plechů. Výsledkem bylo porovnání, kdy nejmenší přírůstek ztrát vlivem opracování vykazovala v obou zkouškách technologie řezání vodním paprskem. Jako druhá nejlepší metoda bylo vyhodnoceno jiskrové obrábění. Nejhorší vlastnosti (největší přírůstky ztrát) byly vyhodnoceny při použití CO₂ laseru.

4 Požadavky na účinnost asynchronních motorů z hlediska legislativy

4.1 Úvod

Dlouhodobě stoupající ceny energií zvyšují zájem o energetické úspory a snižování nákladů. Koncoví uživatelé si od toho slibují, že navzdory stoupajícím cenám energií udrží své provozní náklady konstantní nebo je dokonce sníží. Výrobci strojů a zařízení docílí díky menší energetické spotřebě konkurenčních výhod. A vedle ryze komerčních důvodů to je i společenský tlak, který nutí výrobce pokud možno efektivně využívat disponibilní zdroje a tím také významnou měrou redukovat emise CO₂. V neposlední řadě působí na vývoj energeticky účinných technických zařízení i politické vlivy.

Tímto způsobem definuje např. směrnice EU „Energy related Products“ (ErP, 2009/125/EC) – dříve „Energy using Products“ (EuP, 2005/32/EG a 2008/28/EG) požadavky na provedení výrobků spotřebovávajících energie z hlediska ochrany životního prostředí. Směrnice prosazuje „Integrovanou produktovou politiku (IPP)“ Evropské unie, která zahrnuje celkový životní cyklus elektrického zařízení počínaje výrobou a konče jeho likvidací. Hospodářské požadavky na úspory energií u elektromotorů ale nepředstavují žádné nové téma. Již od roku 1998 platí pro třífázové motory třídy účinnosti EFF1 až EFF3. Klasifikace účinnostních tříd EFF vznikla z iniciativy CEMEP (Evropská komise výrobců elektrických strojů a výkonové elektroniky). [4]

4.2 Směrnice EU – MEPS (Minimální energetická účinnost elektromotorů)

Další krok tímto směrem představuje schválení směrnice EU MEPS (Minimum Energy Performance Standard) pro třífázové asynchronní motory. Vyhláška EU (EG) č. 640/2009 stanovila od poloviny roku 2011 časový harmonogram pro povinné minimální stupně účinnosti pro vybrané elektromotory, které se objeví v budoucnu na evropském trhu. Jejím cílem je, aby došlo k rychlejšímu využití skrytých potenciálních energetických úspor v modernizovaných zařízeních a zároveň snížením energetické spotřeby zajistit lepší ochranu klimatu. Tímto stanovuje tato vyhláška základní kámen programu EU pro konstrukci zařízení přívětivou k životnímu prostředí. Po technické stránce se tato směrnice orientuje na mezinárodní běžný „IE“ Standard (IE = International Efficiency) podle IEC 60034-30. [4]

4.2.1 Změna účinnostních tříd z EFF na IE

Ačkoliv jsou mezní hodnoty obou standardů srovnatelné, existují rozdíly ve stanovení stupně účinnosti. Účinnosti tříd EFF jsou založeny na 100 let starých metodách pro zjišťování dílčích ztrát (IEC60034-2:1996) [24]

Nová norma IEC 60034-2-1 již nestanovuje velikost přídavných ztrát paušálně jako 0,5% příkonu, ale nepřímou se vypočítávají při měření. Toto má za následek celkové snížení nominálních účinností: EFF1 se mění na IE2 a EFF2 na IE1, i když u vlastních motorů nedochází k žádné

fyzikální nebo technické změně. Přídavné ztráty PLL jsou závislé na zatížení a v souladu s výše uvedeným bylo dosud $P_{LL}=0,5 \% P$ a nyní je P_{LL} individuální podle výsledků měření. [4] [24]

Stanovení účinnosti podle tříd IE probíhá tedy s vyšší přesností. Zpravidla jsou hodnoty naměřené podle postupů uznávaných pro třídy IE do cca 10 kW o 2 – 3 % a od cca 100 kW asi o 1 % horší než hodnoty naměřené podle starých postupů. Norma zohledňuje tyto rozdíly při srovnávání tříd IE s třídami EFF. Kromě uvedených rozdílů ve stanovení ztrát se třídy EFF lišily také mezním výkonem, napětím. [4] [24]

3 třídy EFF byly definovány pouze pro rozsah výkonů od 1,1 do 90 kW napětí do 400 V 50 Hz pro dvou a čtyřpólové asynchronní motory. Třída EFF3 představovala standardní účinnost, EFF2 zvýšenou účinnost a EFF1 vysokou účinnost. [4]

Oproti tomu IE třídy jsou definovány pro vyšší rozsah výkonů, počtu pólů stroje, i napětí i frekvence. Kromě změny zkušebních postupů přináší IE třídy i jistou novelizaci a rozšíření požadavků. [4]

4.3 Důsledky zavádění IE tříd pro uživatele a výrobce

V praxi tato pravidla představují některé změny pro výrobce motorů a v neposlední řadě i pro jejich uživatele. Pro uživatele ale ještě platí určitý stupeň ochrany z hlediska používání stávajících zařízení. Přesto se ale v praxi projeví určitá omezení.

Od stanovených termínů nesmějí výrobci motorů, vyjma výjimek stanovených normou ČSN EN 60034 – 30 – 1, uvést v EU do provozu trojfázové asynchronní motory, které nesplňují požadavky MEPS. Z hlediska uživatele je především problematické, že motory IE2 a IE3 nemají vždy shodné připojovací rozměry a délky motorů s dříve používanými motory EFF2, neboť zvýšené účinnosti se často dosahuje prodloužením délky motoru. Takže v případě výpadku starého motoru nemůže uživatel v mnoha případech provést náhradu novým identickým motorem. Pokud by nebyl k dispozici vhodný motor, potom zbývá pouze možnost nechat vadný motor opravit nebo se pokusit přizpůsobit instalaci novému motoru splňujícímu požadavky MEPS. [4]

Neustále se zvyšující se legislativní požadavky na účinnost motorů budou mít pro uživatele za následek zvýšení pořizovací ceny stroje, neboť konstruktéři budou nuceni používat stále kvalitnější materiály a firmy vyrábějící motory budou muset investovat do dražších výrobních technologií.

Někteří výrobci z důvodu neustále zvyšujících se požadavků účinnosti na motory dokonce mění své výrobní portfolio – stále více pozornosti se ubírá na motory s permanentními magnety, u nichž je dosažení vyšších tříd účinnosti snazší z důvodu nulových elektrických ztrát v rotoru a nižšího odebíraného proudu. [4]

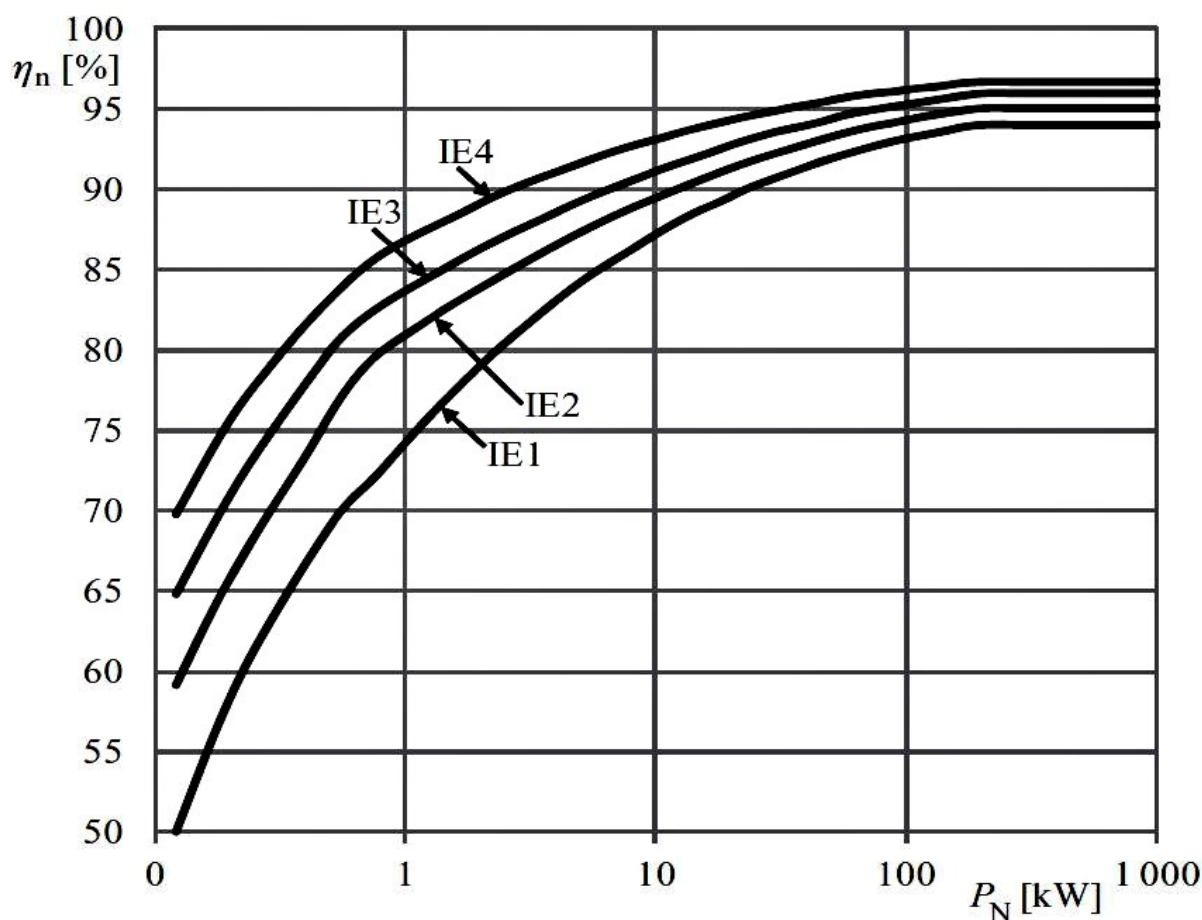
4.4 Nové třídy účinnosti IE

Norma IEC 60034-1 definuje prozatím 4 třídy účinnosti dle tabulky 1:

Tab. 1 Nové třídy IE a srovnání se starými EFF [10]

Třídy IE			Třídy EFF
IE1	standardní účinnost	(Standard Efficiency)	Srovnatelné s EFF2
IE2	zvýšená účinnost	(High Efficiency)	Srovnatelné s EFF1
IE3	vysoká účinnost	(Premium Efficiency)	
IE4	velmi vysoká účinnost	(Super-Premium)	
IE5	V přípravě. V budoucnu se počítá s jejím vydáním.		

Hodnota účinnosti dané třídy IE pro daný motor se odvíjí od jeho výkonu, počtu pólů a napájecí frekvence (50 Hz, 60 Hz).



Obr. 14 Křivky účinnosti IE tříd pro čtyřpólové motory s napájecí frekvencí 50 Hz [23]

Pro čtyřpólové stroje 50 Hz s výkonem od 200 do 1000 kW jsou pro jednotlivé třídy IE následující hodnoty účinnosti dle tab 2:

Tab. 2 Hodnoty účinnosti pro 200 až 1000 kW 4p motor 50 Hz [6]

Jmenovitý výkon na hřídeli	Normativní účinnost η_N			
P_N	IE1	IE2	IE3	IE4
200 až 1000 kW	94 %	95,1 %	96 %	96,7 %

4.5 Zavádění MEPS

4.5.1 Zavádění MEPS v EU

Tab. 3 Povinné zavádění MEPS v EU [10]

	MEPS při napájení motorů ze sítě	Alternativní MEPS
Od 16.6.2011	Motory s třídou IE1 nesmí být dodávány na evropský trh. Minimální povinná třída je IE2.	
Od 1.1.2015	Motory od 7,5 do 375 kW minimálně IE3	IE2 + měnič frekvence
Od 1.1.2017	Motory 0,75 až 375 kW minimálně IE3	IE2 + měnič frekvence

Při napájení motorů z měničů kmitočtu jsou na účinnost kladeny nižší energetické požadavky. Důvodem je to, že měnič kromě základní užitečné harmonické napětí generuje také harmonické vyšších řádů, které na stroj působí nepříznivě (parazitní momenty, vibrace, hluk) a které také zhoršují energetickou účinnost stroje.

Tabulka 3 je platná také pro Švýcarsko a Turecko, protože obě země se rozhodly následovat model MEPS podle EU včetně časového harmonogramu.

4.5.2 Zavádění MEPS ve světě

Tabulka 4 ukazuje na vybraných státech stupeň vývoje zavádění energeticky úsporných motorů. Je nutné dodat, že záleží na daných státech, do jaké míry harmonizují své národní normy podle IEC 60034 a na jakou třídu IE stanoví povinnou MEPS, popřípadě které motory z MEPS budou vyňaty. Každý stát si tak může stanovit vlastní podmínky a nařízení. Shoda motorů s národní MEPS ještě neznamená, že se motor může v daném státě prodávat. V některých státech se liší i další národní normy motorů. Motory tak mohou mít např. různě předepsané rozměry koster nebo jiné podmínky připojení atp. Každý stát si tak může částečně chránit vlastní trh před konkurencí ze zahraničí.

Tab. 4 Zavádění MEPS ve světě [1]

Stát	Minimální třída účinnosti (MEPS)	Další informace
Austrálie, Nový Zéland	Od roku 2002 třída IE2 povinná, IE3 dobrovolná pro výkony motorů od 0,73 kW do 185 kW	napětí: do 1100 V
		frekvence: 50 Hz
		budoucnost: odborné diskuze nad zavedením minimální povinné MEPS IE3
Brazílie	Od roku 2012 povinná IE2 pro 2 a 4 pólové stroje 0,75 až 185 kW, pro 6 pólové 0,75 až 150 kW a pro 8 pólové 0,75 až 110 kW	napětí: do 1000 V
		frekvence: 60 Hz
		budoucnost: v roce 2017 se očekává zveřejnění plánů na nové MEPS
Čína	Od 1.9.2008 pro výkony 0,75 až 375 kW povinná IE2. (Poznámka: Čína patří mezi státy s největší úrovní harmonizace národních norem s IEC 60034)	napětí: do 1000 V
		frekvence: 50 Hz
		budoucnost: od 1.9.2017 pro motory 0,75 až 375 kW min IE3
Kanada	Od 12.4.2012 povinná buď IE2 nebo IE3 v závislosti buď na výkonu nebo poloze namontovaného motoru	napětí: do 600 V
		frekvence: 60 Hz
		budoucnost: poslední změny zavedeny v 4/2012. V blízké budoucnosti se neočekávají žádné změny
USA	Od 19.12.2010 IE3 pro výkony 1-200 HP (1 HP = 0,736 kW) pro 2 až 6 pólové; IE2 pro 201-500 HP 2 až 6 pólové a 1-500HP pro 8 pólové motory	napětí: do 600 V
		frekvence: 60 Hz
		budoucnost: Plánuje se IE3 pro téměř všechny motory od 1 do 500 HP
Mexiko	Od 19.10.2010 IE2 pro výkony 0,746-373kW	napětí: do 600 V
		frekvence: 60 Hz
		budoucnost: Očekává se následování dle budoucího modelu v USA
Japonsko	Od 4/2015 IE3 pro všechny výkony motorů	napětí: do 1000 V
		frekvence: 50Hz, 60 Hz
		budoucnost: V blízké budoucnosti nejsou další opatření očekávána
Jižní Korea	IE3 od 1.10.2015 pro 2 až 8 pólové motory 37-200kW. Od 1.10.2016 pro 4 a 6 pólové motory 200-375 kW	napětí: do 600 V
		frekvence: 60 Hz
		budoucnost: IE3 od 1.10.2018 pro výkony 0,75-37 kW pro 2 až 8 pólové motory

4.6 Požadavky na účinnost motorů podle ČSN EN 60034-1

4.6.1 Rozsah působnosti normy

Norma ČSN EN 60034 se zabývá všemi druhy elektrických motorů, které jsou dimenzovány pro provoz ze sítě. Zahrnuje jednofázové a trojfázové nízkonapěťové asynchronní motory a také motory s permanentními magnety s rozběhem ze sítě. Uživatelé si mají zvolit třídu účinnosti v souladu s daným použitím v závislosti na skutečných provozních hodinách. [6]

Jmenovitá účinnost a třídy účinnosti IE jsou stanoveny při jmenovitém výkonu, jmenovitém napětí a jmenovité frekvenci při teplotě okolí 25 °C do nadmořské výšky 1000 m. n. [6]

4.6.2 Na které motory se norma vztahuje

ČSN EN 60034-1 se vztahuje na jednootáčkové motory, které jsou dimenzovány na provoz se zdrojem sinusového napětí a:

1. mají jmenovitý výkon od 0,12 kW do 1000 kW
2. mají jmenovité napětí nad 50 V až do 1000 V
3. mají 2,4,6 nebo 8 pólů
4. jsou označeny pro jakoukoliv teplotu okolí v rozsahu od -20 °C do +60 °C
5. jsou označeny pro nadmořskou výšku až do 4000 m. n. m.

4.6.3 Motory, na které se norma nevztahuje

Z normy jsou vyňaty převážně motory, které jsou zabudovány do zařízení tak, že není možné samostatné odzkoušení jejich účinnosti

- 1) jednootáčkové motory s 10 a více pólů
- 2) motory s mechanickými komutátory
- 3) motory plně integrované do stroje (např. do čerpadla, ventilátoru, kompresoru), které nemohou být zkoušeny odděleně od stroje dokonce ani při zajištění provizorního ložiskového štítu a ložiska na straně pohonu
- 4) motory s integrovaným měničem kmitočtu (kompaktní motory)
- 5) brzdové motory, je-li brzda zabudovanou částí vnitřní konstrukce motoru a nemůže být během zkoušení účinnosti motoru odstraněna
- 6) ponorné motory navržené pro provoz s plným ponořením v kapalině
- 7) motory pro odsávání kouře s teplotní třídou nad 400 °C

4.6.4 Dovolené tolerance účinnosti

Tolerancí se rozumí dovolená odchylka mezi výsledkem zkoušky a normativní hodnotou, která je uvedena na výkonnostním štítku motoru nebo v katalogu výrobce.

Tab. 5 Dovolené tolerance účinností[6]

stroje do 150 kW (nebo kVA)	-15% z $(1-\eta_N)$
stroje nad 150 kW (nebo kVA)	-10% z $(1-\eta_N)$

5 Numerická metoda konečných prvků

5.1 Základní informace o metodě

Metoda konečných prvků (MKP, anglická zkratka FEM - „Finite element method“) je numerická počítačová metoda pro výpočtáře. Je to účinná metoda k řešení všech okrajových úloh inženýrské praxe, popsanych diferenciálními rovnicemi. Metoda byla vyvinuta s nástupem digitálních počítačů ke konci padesátých let k řešení úloh z pružnosti a pevnosti v leteckém průmyslu. V krátké době byla zavedena v řadě oblastí ve strojírenství, stavebnictví a v elektrotechnice. [7]

Těžiště numerických metod spočívá v práci s modelem fyzikálního problému. Tento model je vytvořen pomocí výpočetního software, ve kterém probíhá jeho další analýza a vyhodnocení s případnou rozměrovou či materiálovou optimalizací. V ideálním případě to znamená, že konstruktér obdrží dimenzionální, materiálové či technologické parametry budoucího výrobku již z numerického modelu, a jeho vlastní funkčnost se prakticky ověří pouze na několika kusech reálných prototypů. Jedna z největších výhod metody konečných prvků spočívá v možnosti simulací jevů a dějů, které by se v praxi uskutečňovaly velmi obtížně nebo by, s ohledem na destrukci zařízení při zkouškách, byly příliš nákladné. Hlavní přednost MKP spočívá v grafické interpretaci často velmi abstraktních fyzikálních polí, ve kterých klasické analytické postupy řešení zavádí mnohdy značná zjednodušení na úkor přesnosti. [13]

Princip metody spočívá v diskretizaci modelu fyzikální úlohy do konečného počtu prvků jednoduchých tvarů, které se nazývají konečné prvky (elementy). Každý element je vymezen svými vrcholy (uzly). Nejjednodušší prvky pro rovinnou úlohu jsou trojúhelník a čtyřúhelník, pro prostorovou úlohu čtyřstěn, pětistěn a šestistěn. Veličina popsaná parciální diferenciální rovnicí (např. teplota, potenciál, složky vektoru pole) je aproximována na každém prvku z uzlových hodnot. Pro uzlové hodnoty počítané veličiny je na základě diskretizace příslušné parciální diferenciální rovnice některou z variant MKP sestavena soustava rovnic. Vyřešením soustavy se získají hledané uzlové hodnoty. Řešení provádí specializovaný program a jedná se o časově i výpočetně velmi náročné úlohy. Na trhu jsou dostupné programy různých firem, lze zde uvést např. QuickField, FEM nebo ANSYS. [7]

Postup při aplikaci MKP se sestává z těchto kroků [7]:

1. Generace sítě prvků s uzly.
2. Aproximace potenciálu na jednotlivých prvcích z uzlových hodnot.
3. Sestavení soustavy rovnic pro neznámé uzlové hodnoty.
4. Vyřešení soustavy.
5. Zpracování dodatečných požadavků - výpočet dalších veličin a zobrazení výsledků

5.2 Program ANSYS Maxwell

Program Maxwell je software od americké společnosti ANSYS určený pro řešení elektromagnetických polí pomocí metody MKP v nízkofrekvenční oblasti (do 3 kHz). Program ANSYS Maxwell využívá výpočetní metody MKP pro analýzy, studie a optimalizace elektromagnetických a elektromechanických zařízení, jako jsou motory, transformátory, senzory, aktuátory, magnety atd. Nabízí řešení elektromagnetického a elektrického pole stacionárně, ve

frekvenční nebo nestacionární v oblasti časové na 2D nebo 3D obecné geometrii. Program obsahuje nástroje pro parametrizaci nebo optimalizaci navrženého systému. Nabízí nástroje pro tvorbu geometrie. Požadovanou geometrii je také možné vytvořit s využitím databáze standardních komponentů používaných při návrhu elektrických strojů. Umožňuje importovat geometrii ve standardních CAD formátech nebo z jiných programů ANSYS, např.: ANSYS RMxpert a ANSYS PExprt. Obsahuje generátor výpočetní sítě, který s výhodou využívá autoadaptivní proces tvorby sítě. Maxwell automaticky generuje kvalitní výpočetní síť na libovolné geometrii s lokálním zjemněním. Nabízí také rozsáhlou databázi materiálů, kterou je možné editovat nebo si vytvořit vlastní databázi. Do simulací je možné zahrnout nelinearity materiálů - např. BH křivku, hysterezní smyčku, teplotní závislosti materiálových vlastností; dále také efekty vířivých proudů, skinefekt, demagnetizace magnetů atd. Zahrnuje mechanický pohyb komponentů (rotační, translační). Volitelně k hlavnímu programu Maxwell mohou být dodány moduly RMxpert, PExprt a Optimetrics. [2]

5.2.1 Doplnkové moduly programu Maxwell

Modul PExprt je speciální modul pro návrh, analýzu a optimalizaci transformátorů a cívek používaných ve výkonové elektronice. [2]

Modul RMxpert je specializovaný program pro návrh a optimalizaci elektrických točivých strojů. Využívá analytických vztahů (náhradního schématu) při výpočtu charakteristik elektrických točivých strojů. Jedná se o velice rychlý a účinný nástroj pomáhající při návrhu, analýze a optimalizaci stroje. Program obsahuje šablony mnoha různých motorů, jako je asynchronní, synchronní, BLDC, reluktanční atd. Uživatel nabízí funkci automatického návrhu určitých konstrukčních částí motoru, jako je např. vinutí statoru, nebo je možné zadat motor jako celek a vypočítat jeho charakteristiky a parametry. Výstupem simulací jsou základní data pro vyhodnocení stroje – např. pole účinností, momentovou charakteristiku, hodnoty ztrát, indukce, účinníku, proudu, rozptylovou indukčnost atd. Umožňuje přímý export geometrie do MKP programu ANSYS Maxwell, kde je možné provést další detailnější analýzu motoru. [2]

Modul Optimetrics je speciální modul sloužící k provádění citlivostních, parametrických a optimalizačních studií v programech Maxwell a RMxpert. Obsahuje následující podmoduly pro různé analýzy[2]:

Parametrics – Modul určený pro parametrické analýzy. Uživatel nastaví jednu nebo více vstupních proměnných a jejich rozsah a program vypočítá pro každý parametr výstupní veličiny.

Optimization – Jedná se o optimalizační nástroj. Zvolí se cíl (nebo cíle) optimalizace, zvolí se váhy a optimalizační nástroj a program mění vstupní parametry pro nalezení žádaného cíle.

Sensitivity – Používá se pro citlivostní analýzy. Zkoumá jaký vliv má malá změna určité veličiny na výstupní parametry. Využívá se toho u zkoumání výrobních tolerancí na parametry stroje.

Tuning – Používá se pro jemné ladění výstupních veličin parametrické analýzy.

Statistical – Při zadání vstupních veličin udává statistickou distribuci výstupních veličin.

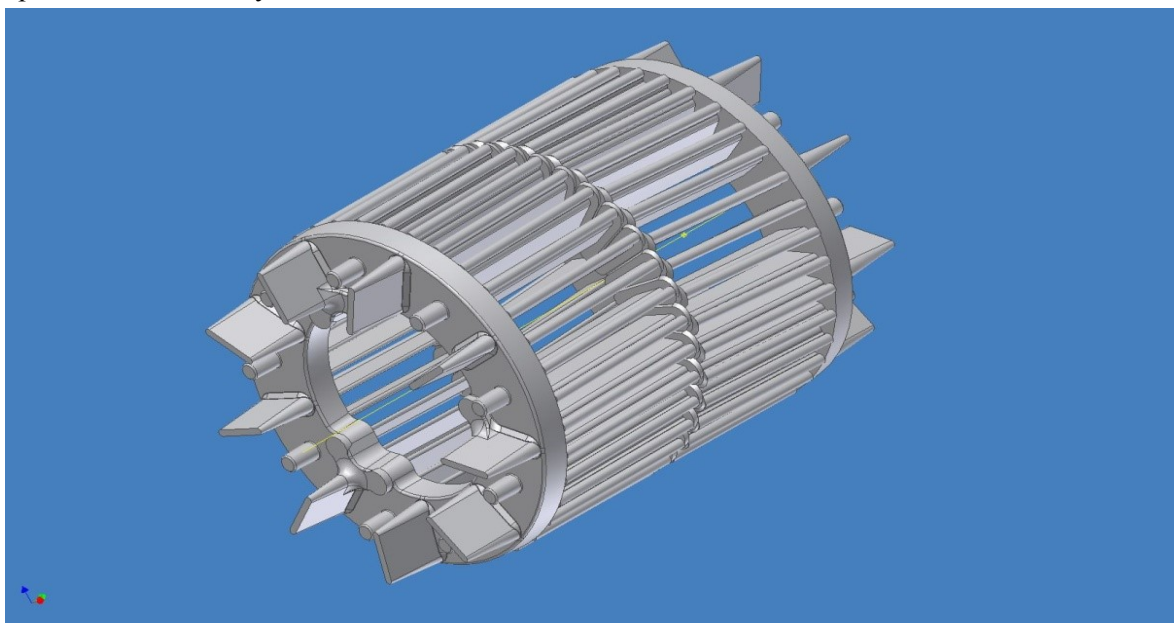
6 Analyzovaný asynchronní motor

Jedná se o čtyřpólový třífázový asynchronní motor s kotvou nakrátko o jmenovitém výkonu 200 kW při jmenovitých otáčkách 1488 min^{-1} určený pro napájení průmyslovým kmitočtem 50 Hz třífázovým napětím 400 V při zapojení statorového vinutí do trojúhelníka a napětím 690 V při zapojení do hvězdy. Standardně je motor z výroby zapojen do trojúhelníka. Jmenovitý moment stroje je 1283,5 Nm, jmenovitý účinek stroje 0,88. Stroj splňuje účinnostní třídu IE3 s deklarovanou účinností 96%. Motor je proveden v uzavřeném provedení.

Při stavu nakrátko je záběrný moment stroje 3953 Nm při fázové hodnotě proudu 1531 A. Moment zvratu činí 3710 Nm při proudu 833 A.

Stator stroje je tvořen svazkem plechů M530 – 50A. Do statoru je vyraženo pomocí mechanického stříhadla 48 drážek pro uložení vinutí. Dále obsahuje drážky u vnějšího okraje statorového plechu určené pro stažení paketu plechů pomocí spon. Stator obsahuje dvouvrstvé soustředné vinutí s vhodně zkráceným krokem.

Rotor je tvořen rovněž paketem z plechů M530 – 50A. Rotor tvoří hliníkové dvouklecové vinutí s kotvou nakrátko. Počet drážek rotoru je 40. Zešíkmení tyčí je provedeno jako šípovité. Uprostřed rotoru se nachází vnitřní kruh nakrátko. Hlavní kruhy nakrátko jsou rovněž hliníkové s litými chladičnými lopatkami. Rotor je zobrazen na obr. 15. Náčrty statorového a rotorového plechu jsou v příloze včetně vtažných rozměrů.



Obr. 15 Rotorová klec

Protože se jedná o stále aktuálně vyráběný motor, nebudou v práci uvedeny některé konstrukční detaily stroje. Nebudou uvedeny ani konkrétní číselné rozměry stroje. Všechny rozměry navržených modelů budou poměrem vztaženy k rozměrům standardního sériově vyráběného motoru, který má v této práci jednotkové rozměry. Označení konkrétních rozměrů drážek je v příloze.

7 Tvorba výpočtového modelu

7.1 Možnosti pro vytvoření výpočtového modelu

V programu Maxwell lze při tvorbě modelu motoru postupovat dvěma způsoby. První způsob představuje vytvoření základního modelu v RMXprt a pomocí analytického řešení provést naladění motoru a následně exportem vytvořit konečnoprvkový model v prostředí Maxwell. Druhý způsob je vytvořit ručně konečnoprvkový model a naladění provádět pomocí elektromagnetických simulací, které jsou však značně časově náročné, jak bude zmíněno dále. Z pohledu časové náročnosti je jednoznačně výhodnější první postup. Ladění základního modelu v případě použití druhého postupu by trvalo minimálně několik měsíců.

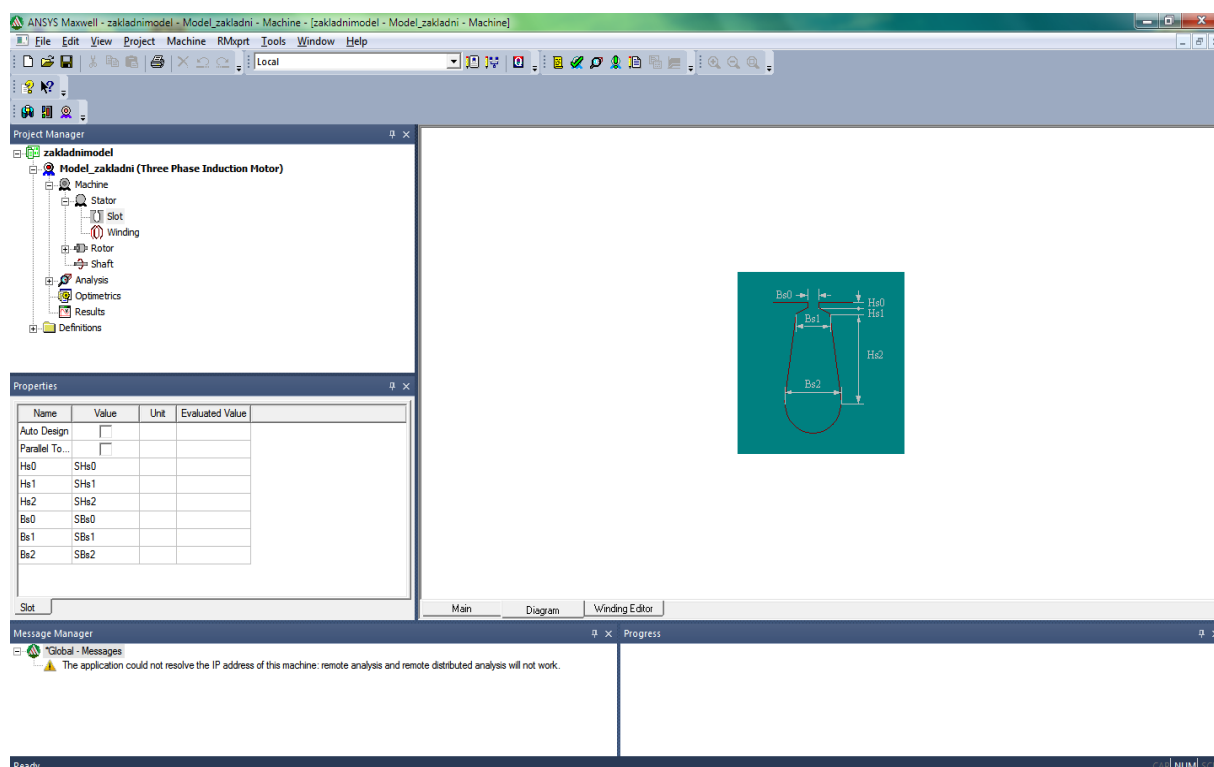
Pro řešení této diplomové práce byl využit školní software ANSYS Maxwell 2015 Electromagnetics Suite 16.0.0 s moduly Optimetrics a RMXprt.

7.2 Tvorba analytického výpočtového modelu v RMXprt

7.2.1 Analytický výpočtový modul RMXprt

Pro účely řešení této práce byl nejdříve vytvořen analytický výpočtový model v prostředí RMXprt. Tento modul slouží jako nástroj pro návrh elektrických strojů. Uživatel si na počátku zvolí typ stroje, jehož model chce vytvořit. V nabídce je velké množství druhů točivých strojů jako např. BLDC motor, spínaný reluktanční motor apod. V mém případě byl vybrán třífázový indukční motor.

Po volbě šablony stroje je nutné vyplnit všechna příslušná pole, jako je počet pólů, činitel přidavných ztrát, jmenovitá rychlost a pak údaje pro vytvoření geometrie stroje (rozměry drážek, délka paketu, zešíkmení tyčí, typ vinutí atd.). Díky jednoduchým přednastaveným šablonám pro různé typy strojů je tvorba analytického modelu velice uživatelsky přívětivá a rychlá.



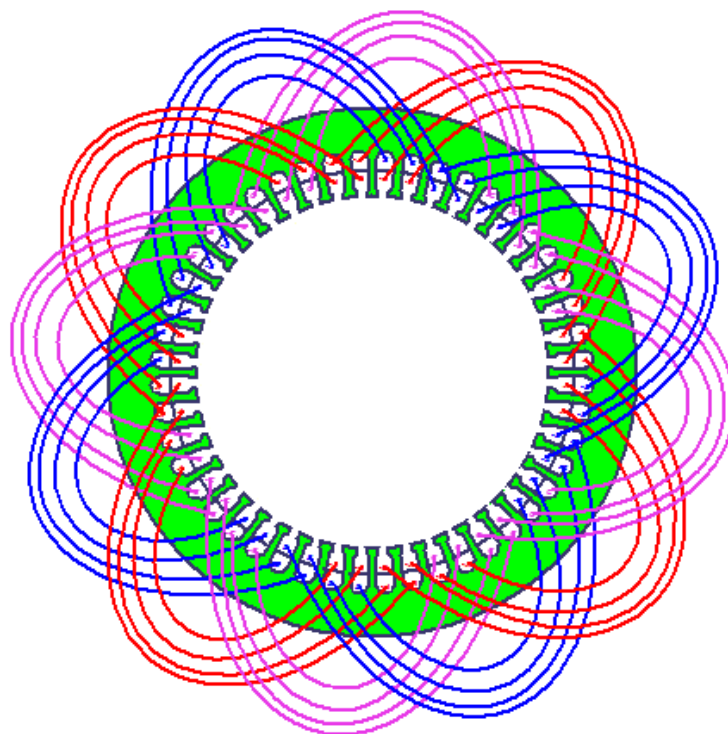
Obr. 16 Parametrizace statorové drážky v prostředí RMxprt

7.2.2 Tvorba analytického výpočtového modelu v RMxprt

Podle výkresů motoru byly zadány základní geometrické rozměry motoru. Pro účely pozdější optimalizace byla zadána geometrie statorové i rotorové drážky pomocí parametrů, kterým byly přiřazeny hodnoty rozměrů. Příklad parametrizace statorové drážky je na obr. 16 vlevo.

I když je tvorba analytického modelu po stránce geometrie konstrukce snadná, nelze do ní zahrnout všechny údaje. Do modelu v RMxprt nelze zahrnout drážkování na vnějším okraji statorového plechu pro stažení celého paketu, proto tento vliv byl zanedbán. Dále nebyly modelovány jemné poloměry zaoblení hran statorové i rotorové drážky.

I když tento modul nabízí i šablony pro vinutí (vinutí s cívkami pólovými nebo pólpárovými), v mém případě však bylo nutné kvůli některým speciálním úpravám vinutí stroje nadefinovat ručně. Na obr. 17 je zjednodušené schéma vinutí stroje. Nevýhodou tvorby modelu v RMxprt je to, že nelze změnit materiál vinutí statoru ani jeho materiálové vlastnosti. Vnitřně v modulu je pro vinutí statoru napevno nastavena měď s měrnou vodivostí 58 MS.m^{-1} . Vodivost mědi lze ovlivňovat pouze změnou pracovní teploty analýzy anebo délkou čel vinutí (modul přepočítává vodivost vinutí na pracovní teplotu).

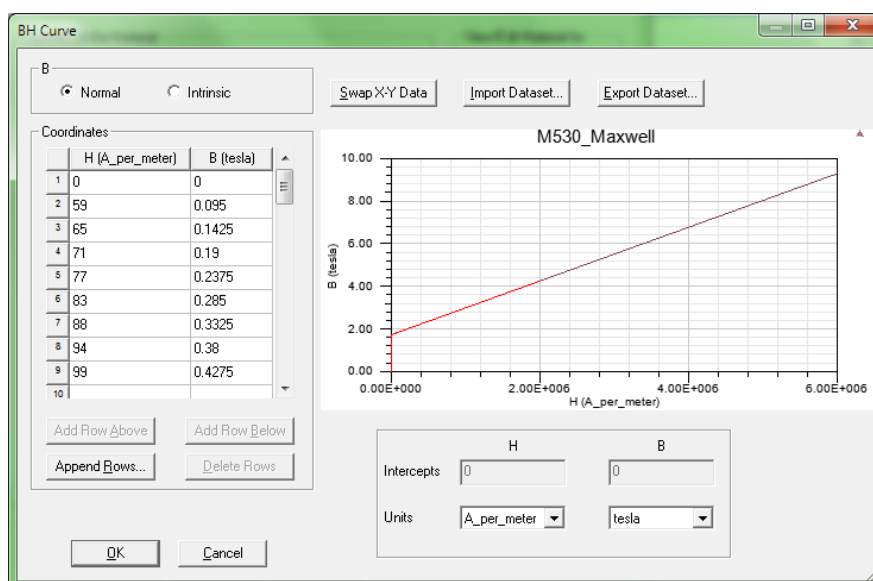


Obr. 17 Zjednodušené schéma vinutí

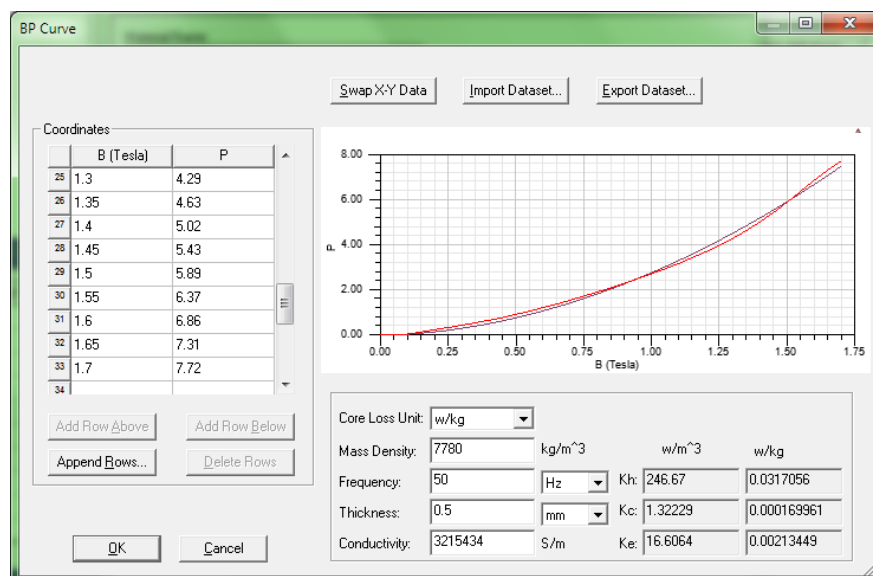
Do modelu nelze zahrnout šípovité zešíkmení rotorových tyčí a ani vnitřní kruh nakrátko podle obr. 15. Modul RMxpert ve výpočtech počítá vliv zešíkmení tyčí rovnoměrně od začátku po konec rotoru a velikost zešíkmení v RMxpert se udává jako bezrozměrné číslo pomocí činitele „skew width“. Když se hodnota tohoto činitele zvolí jedna, pak zešíkmení rotorových tyčí bude o jednu drážkovou rozteč rotoru.

Ručně je potřeba nadefinovat také materiál použitých elektrotechnických plechů pomocí BH a křivky celkových měrných ztrát (dále jen BP křivka), vodivosti, tloušťky plechu a frekvence napájecího napětí podle katalogových údajů od výrobce. Na základě údajů BP křivky a vodivosti, tloušťky a hustoty plechu program rozloží ztráty do jednotlivých složek ztrát- vypočítá koeficienty hysterezních, vířivých a zvláštních vířivých ztrát vířivých. Na základě těchto koeficientů vypočítává modul RMxpert i program Maxwell ztráty v železe.

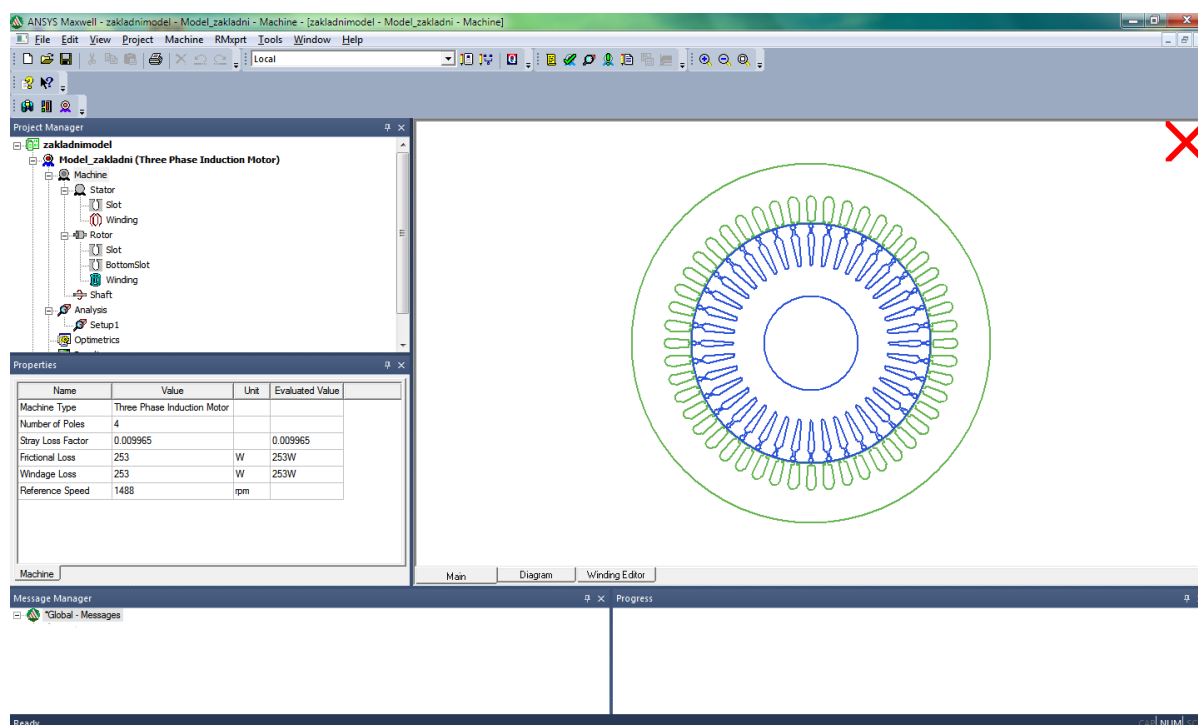
Zadané body BH i BP křivky jsou aproximovány programem pomocí křivek, které jsou pak použity v analýzách. Výrobci elektroocelí udávají hodnoty BH křivek do hodnot intenzit magnetického pole kolem 10000 A.m^{-1} , kdy už je materiál téměř zcela nasycen. Ve stroji však při určitých stavech i tato hodnota může být mnohonásobně překročena, proto je nutné křivku doplnit tak, aby výsledná aproximační křivka měla v oblastech velkých hodnot H směrnici přímkou stejnou jako vakuum. Tímto doplněním bodů se předejde špatné aproximaci programem, což by v elektromagnetických simulacích vedlo k nereálně velkým hodnotám magnetické indukce ve stavu nakrátko.



Obr. 18 BH křivka plechu M 530 – 50A



Obr. 19 BP křivka plechu M 530 – 50A s koeficienty ztrát



Obr. 20 Výsledný model motoru v RMxprt

7.2.3 Základní nastavení analýzy

Po vytvoření geometrického modelu motoru podle výkresové dokumentace a s katalogovými hodnotami výrobce plechů a prvotním výpočtu takto vytvořený model nemá parametry naměřené při typové zkoušce motoru. Proto musí být provedeno ladění motoru tak, aby se výsledky simulací modelu co nejvíce blížily výsledkům typové zkoušky. Skutečný vyrobený motor se bude vždy lišit od modelu díky vlivům při výrobě i při měření typové zkoušky. Některé vlivy (např. průhyb hřídele, různá vyosení apod.) nejdou do modelu zahrnout vůbec.

Prvním krokem k naladění modelu bylo naladění teploty analýzy. Program RMxprt i Maxwell přepočítává vodivosti vinutí statoru i rotoru na pracovní teplotu analýzy. Tato teplota se během analýz nemění. Při měření typové zkoušky se však při měření mění teplota stroje. To má vliv na změny rezistivit statorového i rotorového vinutí. Tento vliv však nelze do simulací zahrnout, proto nelze úplně přesně naladit model podle údajů typové zkoušky. RMxprt i Maxwell uvažují konstantní teplotu pro všechny analýzy.

Z pohledu změny rezistivity vlivem teploty by se měla měnit i rezistivita elektrotechnických plechů a měnit složku ztrát vířivými proudy. Jak uvádí [18], studie na toto téma zjistily, že vlivem obsahu křemíku v elektrotechnické oceli je vliv změny rezistivity oceli až do teploty 200°C zanedbatelný, takže není nutné přepočítávat katalogovou vodivost plechů na ustálenou teplotu. Změnou vodivosti plechů lze doladřovat ztráty v železe, neboť udaná katalogová hodnota rezistivity plechů se mění vlivem tolerancí jakosti při výrobě plechů.

Prvním krokem k naladění stroje bylo tedy určení správné pracovní teploty stroje. Vzhledem k předpokládanému nehomogennímu rozložení teplotního pole ve stroji jsem vycházel z naměřených hodnot odporů vinutí stroje ve studeném stavu a po oteplovací zkoušce pro určení ekvivalentní teploty. Dalším důvodem bylo i to, že teplotní čidla v čelech vinutí mohou ukazovat nižší teplotu vlivem lepších chladicích poměrů. Avšak po porovnání výpočtu ustálené teploty z odporu vinutí a pomocí teplotních čidel je zřejmé, že pokud by se teplota vinutí určila jako průměr z naměřených

hodnot z teplotních čidel umístěných na čelech vinutí (na straně pohonu a na straně ventilátoru), tak rozdíl je v podstatě zanedbatelný, neboť oba způsoby jsou zatíženy chybou měření a navíc výsledky jsou téměř totožné.

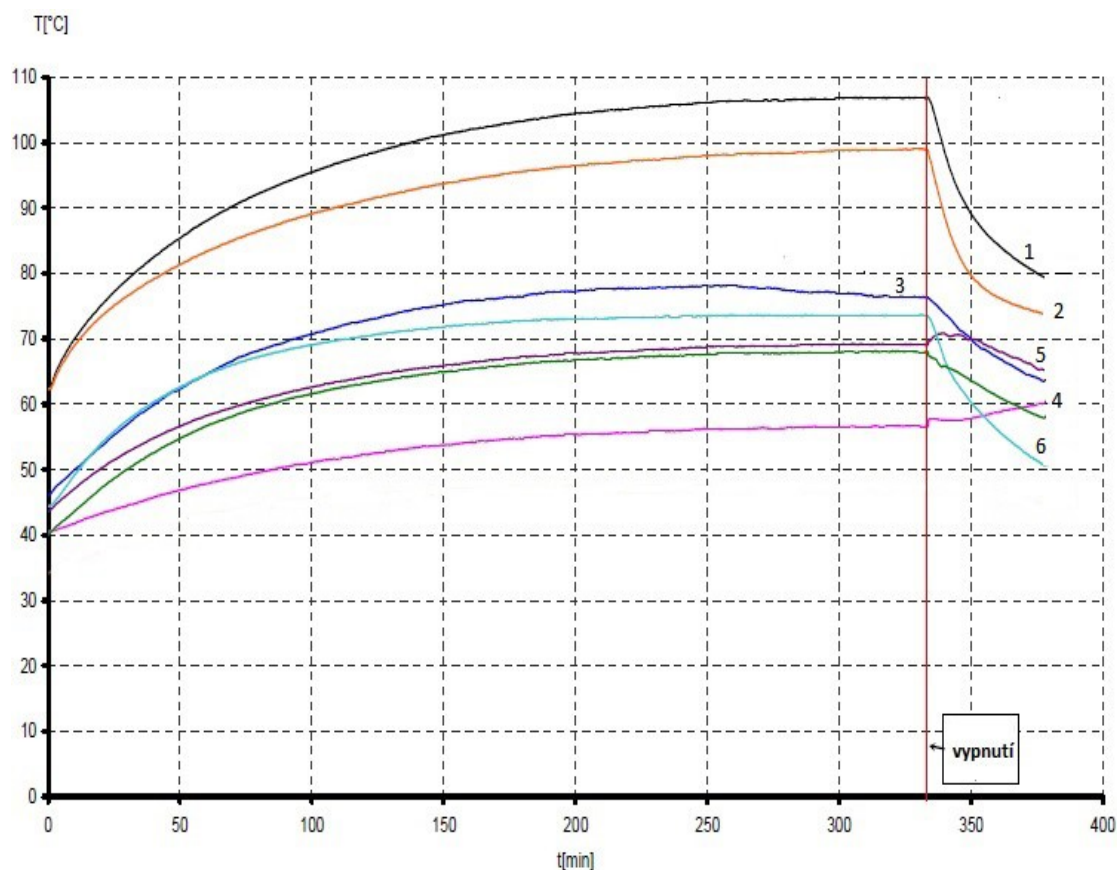
Pro odpor vinutí platí obdoba vztahu (3.1.5):

$$R_T = R_0 (1 + \alpha(T - T_0)) \quad (7.2.3)$$

kde α ($0,00383 \text{ K}^{-1}$) je teplotní součinitel rezistivity mědi, R_0 ($0,01752 \Omega$) je naměřený odpor jedné fáze vinutí „za studena“ (tj. při teplotě $T_0 = 22,3 \text{ }^\circ\text{C}$) a R_T ($0,022695 \Omega$) je naměřená hodnota odporu vinutí po oteplovací zkoušce.

Vyjádřením ustálené teploty ze (7.2.3) dostáváme:

$$T = \frac{\frac{R_T}{R_0} - 1}{\alpha} + T_0 = \frac{\frac{0,022695}{0,01752} - 1}{0,00383} + 22,3 = 99,4 \text{ }^\circ\text{C}$$



Obr. 21 Průběhy teplot různých částí motoru při oteplovací zkoušce při jmenovitém výkonu

Z obr. 21 je patrné, že každá část stroje vykazuje jinou ustálenou teplotu. Jednotlivé křivky a hodnoty jsou:

Tab. 6 Ustálené hodnoty teplot na různých částech motoru dle obr. 21

Číslo křivky dle obr. 21	Část	Teplota (°C)
1	Čelo vinutí – strana pohonu	106,9 °C
2	Čelo vinutí – strana ventilátoru	99,0 °C
3	Ložisko – strana pohonu	76,60 °C
4	Ložisko – strana ventilátoru	60,1 °C
5	Kostra motoru	60,9 °C
-	Rotor	123,3 °C

Po nastavení pracovní teploty analýzy (99,4°C) a prvotním analytickém výpočtu v programu RMxpert byly získány základní údaje o stroji – údaje o stavu nakrátko, bodu zvratu, jmenovitému stavu a stavu naprázdno. Hodnota odporu statorového vinutí při 20 °C v RMxpert neodpovídala naměřené hodnotě. To je způsobeno tím, že vnitřně v softwaru má nadefinovaná měď příliš vysokou vodivost (58 MS.m⁻¹ podle mezinárodního standardu pro měkkou vyžehnanou měď). Vlastnosti vodivosti však značně ovlivňuje obsah nečistot a také mechanické namáhání. Při výrobě dochází k ohybu cívek v čelech při tvorbě vinutí. Nepříznivě působí už i samotné navinutí drátu na kotouč u výrobce. Vliv nečistot a vliv mechanického namáhání se projevuje snížením vodivosti. Jelikož nelze změnit měrnou vodivost měděného vinutí, byla tak pro doladění hodnoty odporu vinutí podle typové zkoušky zvýšena teplota na hodnotu 128 °C. Během doby životnosti motoru se hodnota odporu vinutí dále mírně zvětšuje – s cyklickým oteplováním a ochlazováním dochází ke změnám objemové roztažnosti, což vytváří vnitřní pnutí v materiálu a způsobuje nárůst rezistivity. Někteří autoři uvádí finální vodivost mědi při 20 °C elektrických zařízeních 56 MS.m⁻¹.

Při chodu motoru v ustáleném stavu nemá odpor statorového vinutí stejnou hodnotu jako je změřená hodnota po oteplovací zkoušce. Důvodem je to, že při chodu stroje je odpor vinutí zvýšen vlivem skin efektu a jevu blízkosti, což způsobuje mírný nárůst ztrát. RMxpert však tyto dva vlivy počítat neumí, proto jsem záměrně zvýšil pracovní teplotu analýzy tak, aby při průchodu jmenovitého proudu vinutím byly ztráty shodné přesně s typovou zkouškou. Znamenalo to zvýšení teploty analýzy na 142 °C.

RMxpert přepočítává na teplotu analýzy nejen vodivost statorového, ale i vodivost rotorového vinutí. Jak je uvádí tabulka 6, tak rotor vykazoval po oteplovací zkoušce teplotu 123,3 °C. Hodnota vodivosti hliníkových tyčí skutečného motoru je ovlivněna nejen teplotou a obsahem nečistot v materiálu, ale také obsahem nehomogenit. Při výrobě rotoru metodou tlakového lití mohou vzniknout různé bublinky, které však do modelu nejdou zadat jinak než změnou vodivosti. Tyto nehomogenity mohou mít vliv i na momentovou charakteristiku. Toto je nejvýraznější vliv, který způsobuje rozdíly v naměřených hodnotách mezi kusy. Abych obešel vliv pracovní teploty na vodivost, nadefinoval jsem si nový materiál a napevno zadal vodivost hliníku, kterou jsem si přepočtl na teplotu 123 °C a pak jen doladil vodivost tak, aby se docílilo přibližné shodnosti ztrát podle typové zkoušky.

7.2.4 Vliv jednotlivých úprav na parametry laděného modelu

Cílem ladění je dosáhnout shodnosti parametrů modelu s parametry skutečného stroje ve všech provozních stavech. Problém ladění spočívá v tom, že jednotlivé úpravy většinou ovlivňují vlastnosti celého stroje. Pro vyhodnocení vlivu jednotlivých úprav na vlastnosti stroje byly nejprve analyzovány dílčí úpravy. Až následně poté došlo k samotnému naladění pomocí uplatnění více úprav najednou. Laděné úpravy byly: pracovní teplota analýzy, činitel plnění plechů, změna BH a BP charakteristik materiálu, změna vodivosti tyčí, změna vodivosti kruhů a změna činitele natočení drážek. Jednotlivé úpravy měly následující vliv na chování stroje:

Snížování činitele plnění železa vedlo ke zvýšení ztrát v železe vlivem vzrůstu magnetické indukce (vzrůst sycení) v jednotlivých částech magnetického obvodu (jha, zuby). Zvyšování sycení vedlo k poklesu magnetizační reaktance. Zvýšení ztrát v železe způsobilo adekvátní zvýšení proudu naprázdno a tím pádem i jmenovitého proudu. Zvýšení proudu naprázdno se projevilo zhoršením účinníku stroje (naprázdno i při jmenovitém stavu) a většími ztrátami ve statorovém vinutí. Zároveň rostl do určitého bodu i záběrný moment, který pak začal klesat vlivem sycení magnetického obvodu a zvýšeného rozptylu. Záběrný proud rostl nepřetržitě. Snížování činitele plnění plechů vedlo také ke zvyšování momentu zvratu i proudu zvratu.

Snížování BH charakteristiky elektrotechnického plechu. Při vložení katalogových hodnot BH charakteristiky výrobce plechu M530 – 50A byl proud naprázdno menší než odpovídalo naměřenému údaji typové zkoušky. Důvodem je jednak tolerance jakosti elektrotechnických plechů a manipulace během přepravy, ale hlavní příčinou je degradace BH charakteristiky vlivem mechanického ražení drážek (statorových i rotorových). I když je největší vliv tohoto jevu u hran stříhu a s rostoucí vzdáleností postupně klesá, je potřeba zavést zjednodušující předpoklad pro model (v RMxprt i Maxwell 2D), kdy uvažujeme, že v modelu je v libovolném bodě na statorovém i rotorovém plechu stejná BH i BP charakteristika (model je homogenní). Při snížování BH křivky dochází v magnetickém obvodu stroje ke snížování permeability, což vede ke zvýšení magnetických odporů. Aby zůstala hodnota magnetické indukce ve vzduchové mezeře konstantní, musí proto dojít k nárůstu proudu naprázdno, který se projeví snížením účinníku stroje a zvýšením Joulových ztrát. Zvýšení proudu naprázdno má za následek zvýšení jmenovitého proudu a snížení jmenovitého účinníku. Vlivem poklesu permeability došlo k poklesu rozptylové reaktance statoru i rotoru a také reaktance diferenčního rozptylu. Poklesy reaktancí vedly ke zvýšení proudu nakrátko a zároveň i momentu. Záběrný moment byl zvýšen nejen vlivem zvýšení proudu nakrátko, ale také vlivem zvýšení účinníku v rotoru. Snížení rozptylových reaktancí zároveň vedlo ke zvýšení momentu zvratu a proudu zvratu. Vliv změn BH charakteristiky na indukce v různých částech magnetického obvodu byl zanedbatelný.

Snížování BP křivky vedlo ke zmenšování ztrát v železe. Zmenšování ztrát v železe se projevilo vzrůstem hodnoty odporu reprezentujícího v náhradním schématu ztráty v železe. To způsobilo mírné snížení účinníku naprázdno. Na ostatní parametry stroje nemělo snížování BP křivky vliv.

DŮLEŽITÉ POZNÁMKY

Při ladění základního modelu jsem byl nucen podstatně snížit ztráty v železe snížením BP křivky oproti katalogové hodnotě (o 25%). Při katalogových hodnotách od výrobce plechů model vykazoval podstatně větší ztráty v železe, než byly naměřené ztráty při typové zkoušce. Domnívám se, že příčinou je nejspíš chyba v modulu RMxpert anebo záměr výrobce zhoršit výsledky analytických výpočtů v RMxpert pomocí nějakých vnitřně zadáných koeficientů tak, aby vypočtený motor měl horší parametry než vyrobený. Důvodem, proč spekuluji nad možnou chybou v softwaru je fakt, že jsem našel 2 jiné chyby, z nichž jedna byla přímo v rozporu s tím, co udával výrobce softwaru v nápovědě programu. Simulace konečnoprvkového modelu s BP křivkou zlepšenou o 25 % pak ukázaly na rozdíl ztrát v železe mezi analytickým a konečnoprvkovým modelem 42%, což je nepřijatelné. Křivka ztrát musí být ve skutečnosti vlivem ražení zhoršená než katalogová křivka od výrobce.

První chyba nalezená v RMxpert byl způsob výpočtu příkonu naprázdno. Při stavu naprázdno je příkon motoru dán součtem ztrát ve vinutí statoru, mechanických ztrát a ztrát v železe. RMxpert však do příkonu naprázdno připočítával i hodnotu přídavných ztrát při jmenovitém výkonu což je chyba, neboť vliv přídavných ztrát ve stavu naprázdno je zanedbatelný.

Druhou nalezenou chybou byl způsob výpočtu účinníku při jmenovitém stavu uvedený v nápovědě od výrobce. Výrobce uvádí, že program RMxpert počítá příkon při jmenovitém stavu jako $P_1 = P_2 + P_{fw} + P_{cu2} + P_{Fe} + P_{cu1} + P_s$. Kde P_2 (mechanický výkon), P_{fw} (mechanické ztráty), P_{cu2} (Jouleovy ztráty v rotoru), P_{Fe} (ztráty v železe při jmenovitém výkonu), P_{cu1} (Jouleovy ztráty ve statorovém vinutí) a P_s (přídavné ztráty při jmenovitém stavu). Výrobce softwaru uvádí, že RMxpert počítá účinník (PF) jako $PF = P_1 / (m_1 \cdot U_1 \cdot I_1)$, kde m_1 (počet fází statoru), U_1 (jmenovité napětí) a I_1 (jmenovitý proud). Ve skutečnosti však počítá RMxpert účinník z výše uvedeného vztahu pro příkon, avšak bez přídavných ztrát (P_s). Vypočítá-li se tedy vstupní příkon z napětí, proudu a účinníku při jmenovitém stavu z údajů v RMxpert, pak takto vypočtený příkon je nižší přesně o hodnotu přídavných ztrát. Modul RMxpert tedy ve skutečnosti jmenovitý účinník stroje počítá jinak, než uvádí výrobce softwaru.

Problémy při řešení práce nebyly způsobeny jen modulem RMxpert, ale také programem Maxwell (při práci s konečnoprvkovým modelem). Systém parametrizace na obr. 16 byl použit i pro parametrizaci rotorové drážky. Vnitřní chyby v Maxwellu však způsobily, že se v konečnoprvkovém modelu vůbec nezobrazovala výpočetní síť ani průběh magnetického pole na tyčích a plechu rotoru. Kromě toho simulace konečnoprvkového modelu doprovázel častý úplný kolaps programu.

Výše uvedené důvody podstatným způsobem zasáhly do průběhu celé diplomové práce.

Snížení vodivosti tyčí (tj. zvyšování jejich odporu) vedlo ke zvyšování Jouleových ztrát v rotorovém vinutí. Vlivem snížení vodivosti tyčí došlo ke zvýšení jmenovitého skluzu a tím i ke snížení jmenovitých otáček stroje, zvýšil se také skluz zvratu. Je to důsledkem změny sklonu momentové charakteristiky v oblasti od stavu naprázdno do bodu zvratu. Snížení vodivosti tyčí se příznivě projevilo snížením záběrného proudu, avšak vlivem použití dvojité klece došlo také ke snížení záběrného momentu. Tento jev je pravděpodobně způsoben tím, že se změnou vodivosti se změnil také rozptyl ve stroji. Jak bude patrné z momentové charakteristiky, minimální vyvozaný moment stroje na momentové charakteristice není ve stavu nakrátko, ale při rozběhu. Při rozběhu se mění odpor rotorového vinutí vlivem nerovnoměrného rozložení proudu po průřezu drážky a to má vliv i na rozptylové reaktance, které ovlivňují moment stroje. Při ladění byla zkoušena také změna vodivosti tyčí a kruhů zvlášť, neboť kruhy mají vlivem chladících lopatek lepší chladicí poměry.

Tento krok však nepřinesl žádané výsledky vlivem toho, že teplota kruhu a tyčí je v podstatě stejná, a proto jsou stejné i hodnoty vodivosti.

Zvýšení natočení rotorových drážek (od 0 do 2) se projevovalo zvětšením rozptylové reaktance rotoru. Natočením drážek se do určité míry potlačuje vliv vyšších harmonických a zlepšují vibrační a hlukové vlastnosti motoru, ale nepříznivou vlastností je zmenšení indukovaného napětí. Zvětšování rozptylové reaktance rotoru se projevovalo zhoršováním jmenovitého účinníku stroje. Vlivem zvětšování rozptylu rotoru se zmenšoval moment i proud zvratu a také záběrný moment a záběrný proud. Zvětšená rozptylová reaktance vedla ke zvyšování celkové impedance motoru, takže klesal proud odebíraný ze sítě. Avšak vlivem zhoršení účinníku v rotoru došlo také ke zmenšení záběrného momentu.

Pomocí těchto kroků bylo nutné najít takovou správnou kombinaci parametrů, při níž se model co nejvíce přiblíží typové zkoušce. Srovnání naladěného modelu s typovou zkouškou je uvedeno na konci hlavní kapitoly.

Poté, co byl základní model naladěn v RMXprt, byl vytvořen pomocí exportu do Maxwell 2D konečnoprvkový model, na kterém proběhly analýzy metodou konečných prvků. Analýzy v Maxwellu však ukázaly značnou rozdílnost výsledků ve stavu naprázdno, proto byla nutná úprava charakteristik materiálu magnetického obvodu.

7.3 Tvorba konečnoprvkového modelu v programu Maxwell

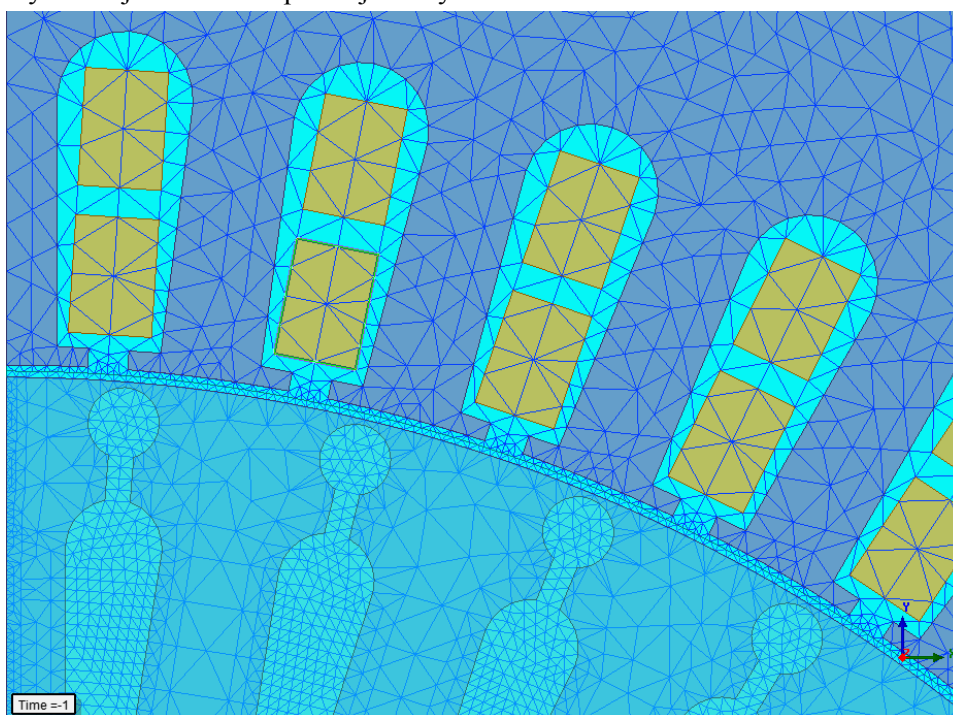
Pro tvorbu konečnoprvkového modelu jsem využil jednoduchého exportu z RMXprt. Export z RMXprt do Maxwellu však doprovází deformace materiálů, proto je nutné jednotlivým částem stroje znovu přiřadit původní materiál. U konečnoprvkového modelu vytvořeného z RMXprt také nelze měnit vodivost statorového vinutí pomocí změn definice materiálu mědi, ale pouze pracovní teplotou. Výhodou však je, že se automaticky vytvoří okrajové podmínky, spojení tyčí do kruhu nakrátko (end connection) a základní výpočetní síť (mesh). Program ve 2D analýze neumí řešit zešíkmení tyčí ani střední kruh nakrátko. Pro zjednodušení úlohy ani zde nebyly modelovány jemné poloměry zaoblení hran, drážky určené pro stažení paketu a ani kostra stroje. Dalším zjednodušením v modelu je, že hřídel je považována za nemagnetickou (v simulaci nastaveno vakuum). V klasické analytické metodice výpočtu magnetického obvodu se totiž neuvažuje s přenosem magnetického toku přes hřídel. Jako materiál hřídele se v praxi používá většinou magnetická ocel, někdy se však objevují i varianty motorů s nemagnetickou ocelí. Tím, že se nastaví tato podmínka, je zaručeno, že výsledky budou platné i při použití nemagnetické hřídele. Při použití magnetické hřídele klesl proud naprázdno o 1,2 A vlivem snížení sycení jha rotoru.

Okrajová podmínka (Vektorový potenciál = 0 Wb/m) vymezující hranici modelu byla na vnějším okraji statorového plechu. Podmínka vymezuje hranici, na které je intenzita magnetického pole nulová, a tedy všechny siločáry magnetického pole se uzavírají uvnitř objektu, který vymezuje. Program Maxwell umožňuje řešit rotační pohyb točivých strojů dvojím způsobem. Buď se zadají napevno otáčky, které se během simulace nezmění anebo se řeší rozběh stroje pomocí pohybové

rovnice. Výhodou prvního způsobu je to, že rychleji odezní přechodné děje a lze tak zkrátit dobu simulace.

Protože je přesnost metody ovlivněna hustotou sítě, volí se hustší síť při prudších změnách pole. Proto byla hustěji zasiťována vzduchová mezera a v důsledku toho i vnější okraj rotoru a statorových zubů. Hustá síť byla použita i pro tyče. Síť používaná pro všechny simulace je na obr. 22.

Čím více konečných prvků (elementů) model má, tím časově náročnější analýza je. Proto je vhodné při volbě sítě zvolit kompromis mezi dostatečně přesnými výsledky a délkou simulace. Přesnost výsledků a časová náročnost analýzy je ovlivněna také zvoleným krokem simulace. Má-li model sudý počet rotorových drážek, pak se při exportu z RMxpert na základě symetrie vytvoří $\frac{1}{4}$ model stroje. Je-li počet drážek lichý, pak je nutné řešit model jako celý motor. Ručně je sice možné upravit a řešit celý model, ale řešení takového modelu vede až k 8 násobnému prodloužení doby simulace. Výhodou je ale získání přesnějších výsledků.



Obr. 22 Výpočetní síť (mesh) použitá pro všechny simulace

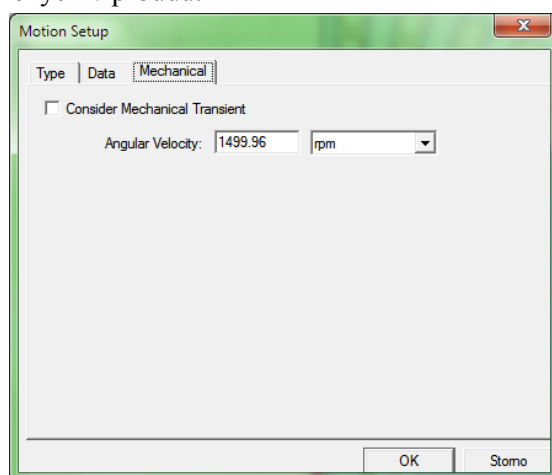
7.4 Základní elektromagnetické simulace základního modelu pomocí programu Maxwell

Nyní budou prezentovány výsledky a popis jednotlivých simulací metodou konečných prvků včetně vyhodnocení výsledků. Pro všechny simulace a analýzy byl použit typ zátěže – konstantní výkon na hřídeli. Všechny potřebné výsledky analýz byly zjištěny pomocí výpočtu střední nebo efektivní hodnoty fyzikálních veličin v posledních 20 ms simulace (v ustáleném stavu). Krok simulace je u všech simulací provozních stavů stejný (0,1 ms). Délky simulací však byly podle povahy úloh rozdílné. Simulace stavu naprázdno trvala přibližně 4,5 h, simulace rozběhu na jmenovitý výkon 6 h a stav nakrátko vzhledem k dlouhé době simulace (5 s) 30 h.

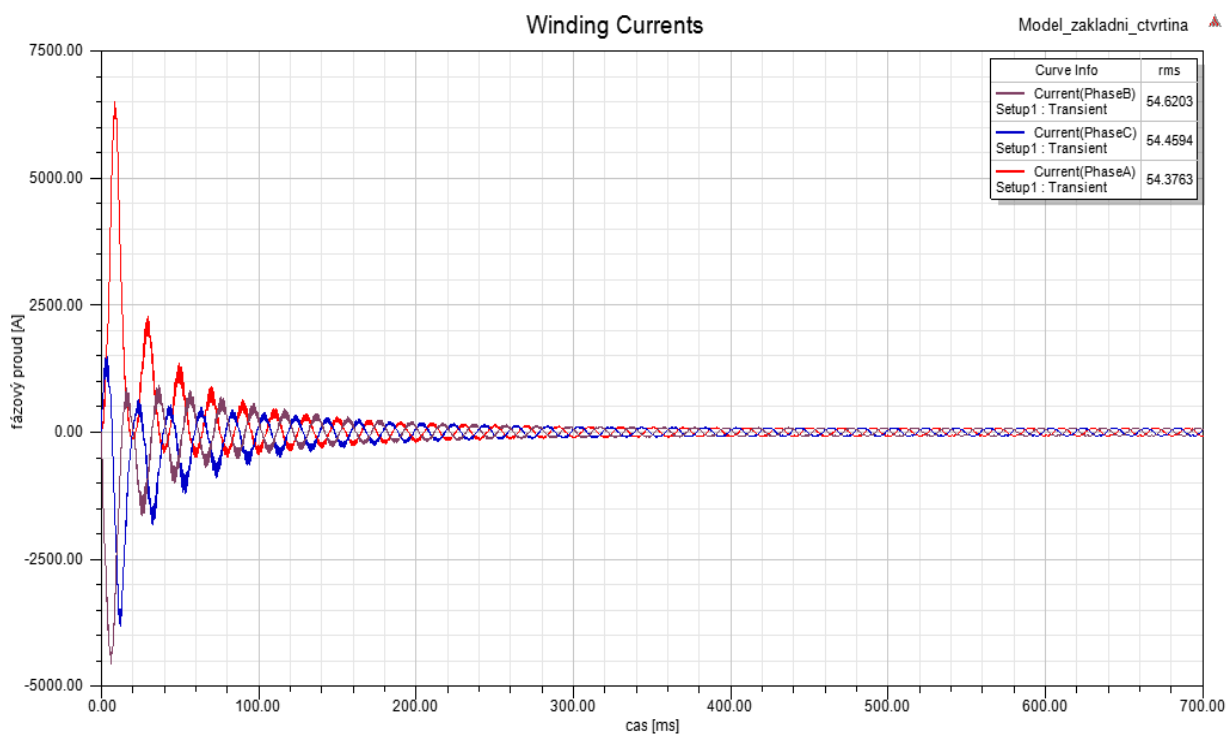
Některé potřebné údaje bylo nutné dopočítat, jak bude uvedeno dále.

7.4.1 Simulace stavu naprázdno

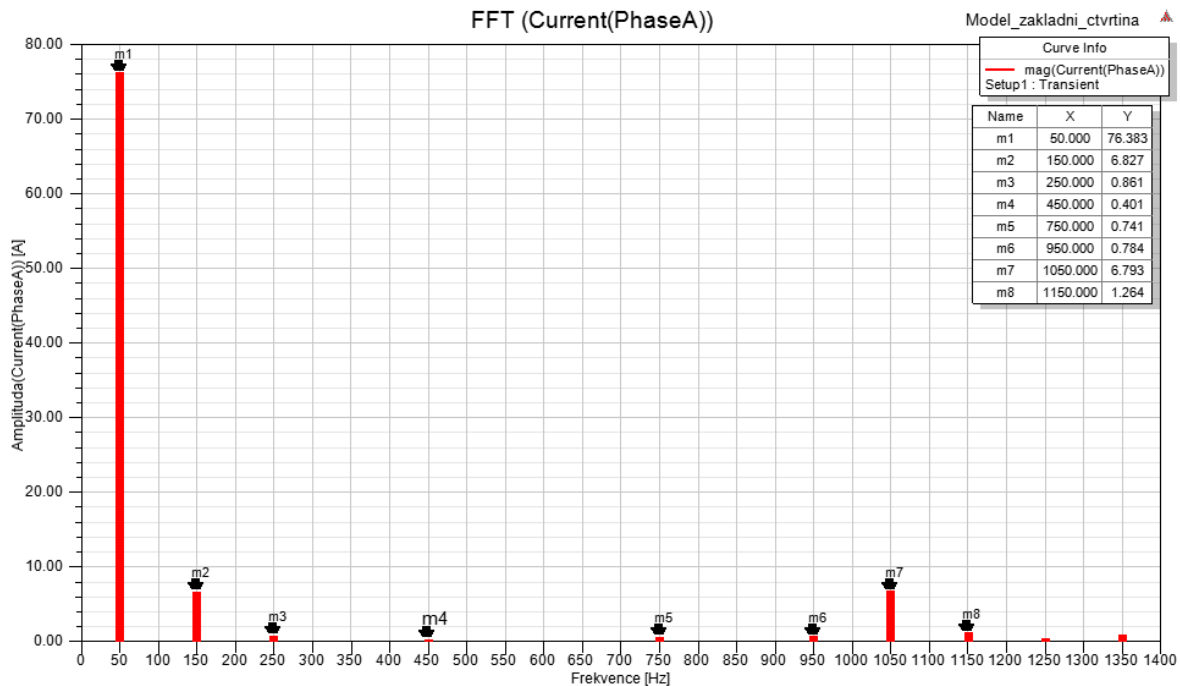
Simulace stavu naprázdno byla řešena jako úloha s pevně zadanými otáčkami (viz. obr. 23). Hodnota otáček byla stanovena na základě výsledku výpočtu otáček ve stavu naprázdno v RMxpert. Při těchto otáčkách naprázdno byl motor zatížen pouze mechanickými ztrátami. Celková doba simulace byla nastavena na 700 ms. Potřebné veličiny získány výpočtem střední nebo efektivní hodnoty v čase 680 ms – 700 ms. Je třeba poznamenat, že RMS hodnota proudů v jednotlivých fázích stroje v legendě na obr. 24 je vypočtena Maxwellem jako celková hodnota všech harmonických složek obsažených v proudu.



Obr. 23 Nastavení Motion Setup pro simulaci stavu naprázdno



Obr. 24 Průběh proudu ve fázích statorového vinutí při stavu naprázdno



Obr. 25 Amplitudové spektrum harmonických složek proudu naprázdno fáze A

Na obr. 25 je amplitudové spektrum proudu fáze A ve stavu naprázdno. Jak je z obrázku patrné, nejvíce je zastoupena složka 1. harmonické (50Hz), která je vyvolaná 1. harmonickou vstupního napětí připojeného na vinutí. Jak je dále patrné, spektrum obsahuje i harmonické vyšších řádů, které jsou lichými násobky 1. harmonické. Příčinou tohoto jevu je provedení magnetického obvodu – harmonické jsou generovány vlivem tvaru BH charakteristiky plechů, nerovnoměrným nasycením plechů v různých částech magnetického obvodu. Další příčinou je diskretní rozložení vinutí v drážkách, které pak způsobuje vznik prostorových harmonických magnetického pole. Při návrhu stroje se snažíme co nejvíce omezit vliv těchto nežádoucích harmonických, neboť práci stroje většinou ruší (způsobují parazitní momenty, hluk, přídavné ztráty) a snižují účinnost stroje. Navíc zvyšují činitel diferenčního rozptylu, takže dochází ke snížení indukovaného napětí a magnetického toku základní harmonické. Činný výkon do stroje je dodáván pouze 1. harmonickou napětí a proudem. To je dáno tím, že vstupní napětí obsahuje pouze 1. harmonickou napětí. Výkon ostatních harmonických je tedy nulový. Pokud by byl stroj napájen sinusovým napětím s obsahem harmonických složek vyšších řádů, došlo by ke zvýšení přídavných ztrát ve stroji a ke snížení účinnosti stroje.

Ve stavu naprázdno byly zjištěny ztráty: ve vinutí statoru $\Delta P_{J1} = 209,3$ W, ztráty v železe $\Delta P_{Fe0} = 2136,5$ W, ztráty ve vinutí rotoru $\Delta P_{J2} = 29,6$ W. Ztráty mechanické jsou podle typové zkoušky $\Delta P_{mech} = 506$ W. Celkové ztráty naprázdno jsou tedy:

$$\Delta P_0 = \Delta P_{J1} + \Delta P_{J2} + \Delta P_{Fe0} + \Delta P_{mech} = 209,6 + 29,6 + 2136,5 + 506 = 2881,7 \text{ W}$$

Kvůli obsahu harmonických vyšších řádů ve spektru proudu nemůžeme účinník zjistit z časového posunu napětí a proudu. Pokud bychom tímto způsobem určili fiktivní účinník, nejednalo by se o skutečný fázový posuv mezi napětím a proudem, ale o fázový posuv mezi činným a

zdánlivým výkonem. Při obsahu vyšších harmonických se zvyšuje zdánlivý příkon stroje kvůli vzniku jalového deformačního výkonu.

Abychom mohli vypočítat účinník motoru ve stavu naprázdno, musíme vypočítat zdánlivý příkon 1. harmonické. Průměrná amplituda proudu 1. harmonické všech fází je:

$$I_{0\max(50\text{Hz})} = \frac{I_{A\max(50\text{Hz})} + I_{B\max(50\text{Hz})} + I_{C\max(50\text{Hz})}}{3} = \frac{76,383 + 76,52 + 76,3}{3} = 76,4 \text{ A}$$

Z toho efektivní hodnota 1. harmonické:

$$I_{0(50\text{Hz})} = \frac{76,4}{\sqrt{2}} = 54,02 \text{ A}$$

Nyní vypočítáme zdánlivý příkon jako

$$S_{10(50\text{Hz})} = 3U_1 I_{0(50\text{Hz})} = 3 \cdot 400 \cdot 54,02 = 64824 \text{ VA}$$

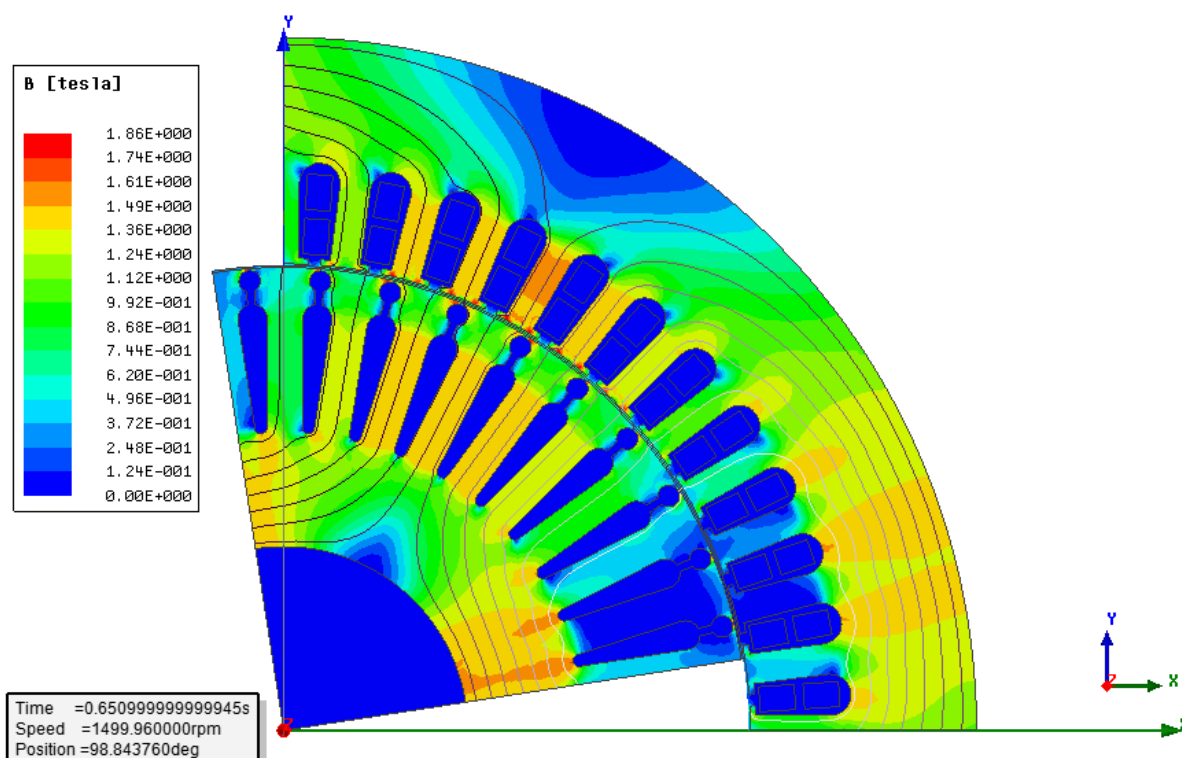
Činný příkon dodávaný do stroje je ve stavu naprázdno roven celkovým ztrátám, neboť činný výkon na hřídeli je roven nule. Účinník naprázdno modelu tedy je:

$$\cos \varphi_{10} = \frac{P_1}{S_{10(50\text{Hz})}} = \frac{P_2 + \Delta P_0}{S_{10(50\text{Hz})}} = \frac{\Delta P_0}{S_{10(50\text{Hz})}} = \frac{2881,7}{64824} = 0,044$$

Průměrná hodnota proudu naprázdno všech harmonických v jedné fázi statorového vinutí se z obr. 24 určí jako:

$$I_{0(RMS)} = \frac{I_{A0} + I_{B0} + I_{C0}}{3} = \frac{54,62 + 54,46 + 54,38}{3} = 54,49 \text{ A}$$

Simulace stavu naprázdno sloužila pro zjištění ztrát v železe a proudu naprázdno. Ztráty v železe jsou důležité pro výpočet účinnosti. Proud naprázdno slouží jako orientační indikátor nasycení magnetického obvodu.

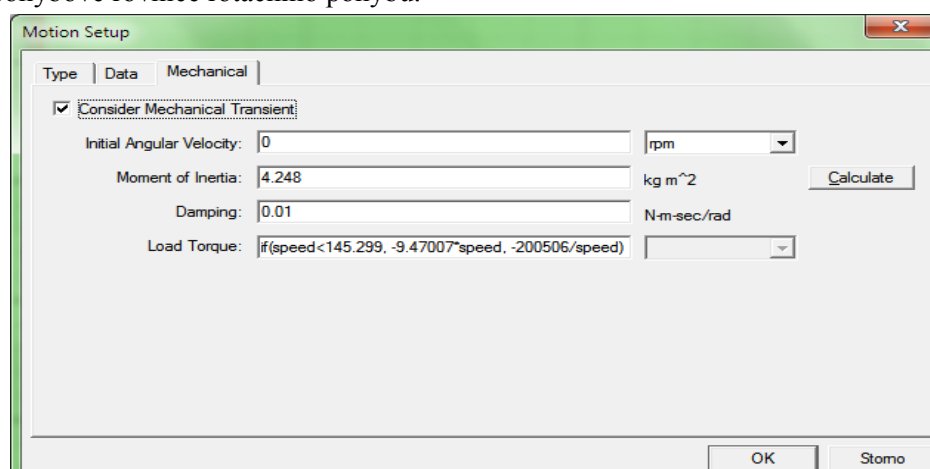


Obr. 26 Rozložení magnetické indukce ve stavu naprázdno

Z obr. 26 je patrné, že při stavu naprázdno je magnetický obvod nejvíce nasycen. Pro lepší názornost jsou přidány do obrázku i siločáry magnetického toku. Magnetická indukce je v nejvíce zatíženém zubu 1,48 T až 1,49 T. Lokálně se vyskytují indukce v zubech kolem 1,8 T. Ve statorovém jhu 1,41 T až 1,48 T, v rotorovém jhu 1,49 T až 1,52 T. Indukce ve vzduchové mezeře se pohybuje v rozmezí 0,77 T až 0,85 T.

7.4.2 Simulace jmenovitého stavu motoru pomocí rozběhové zkoušky

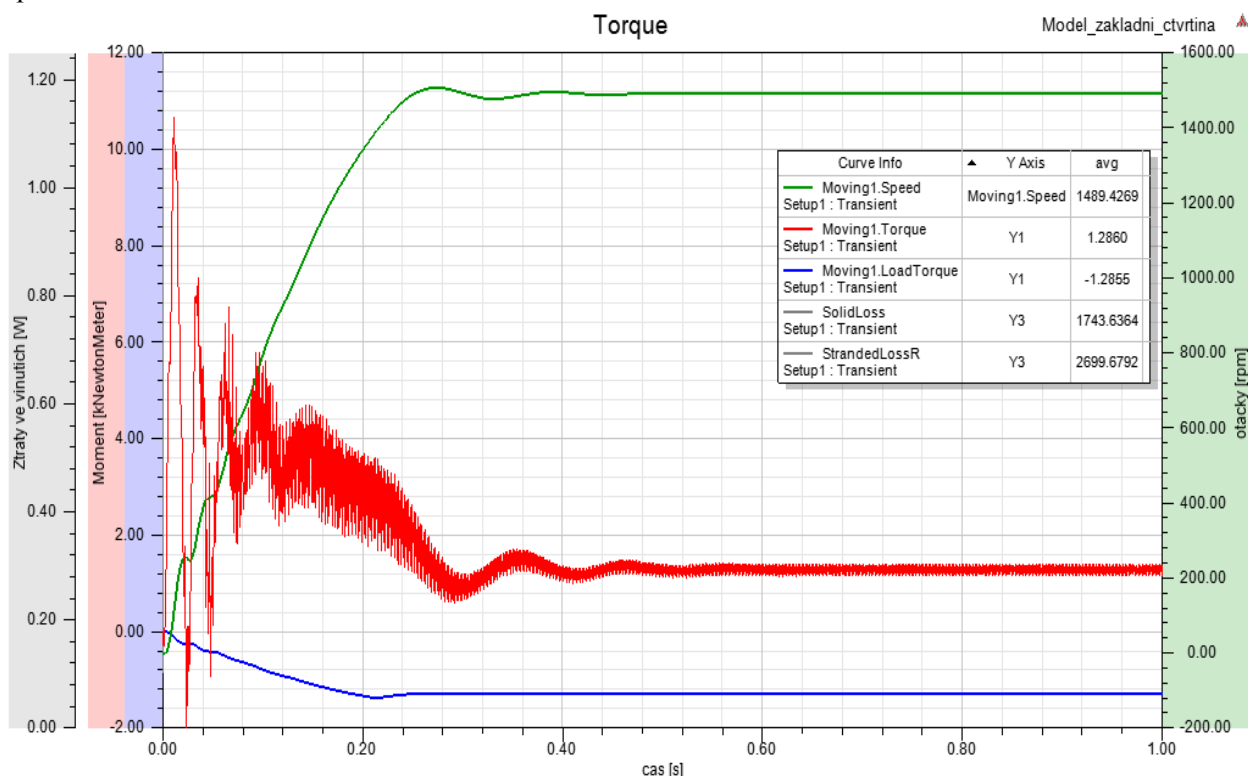
Simulace pomocí rozběhové zkoušky je časově náročnější, než v případě napevno zadaných otáček rotoru. Výhodou však je, že poskytuje informaci o tom, zda se vůbec motor rozběhne při zadaném průběhu zatěžovacího momentu. Simulace pomocí rozběhové zkoušky je založena na řešení pohybové rovnice rotačního pohybu.



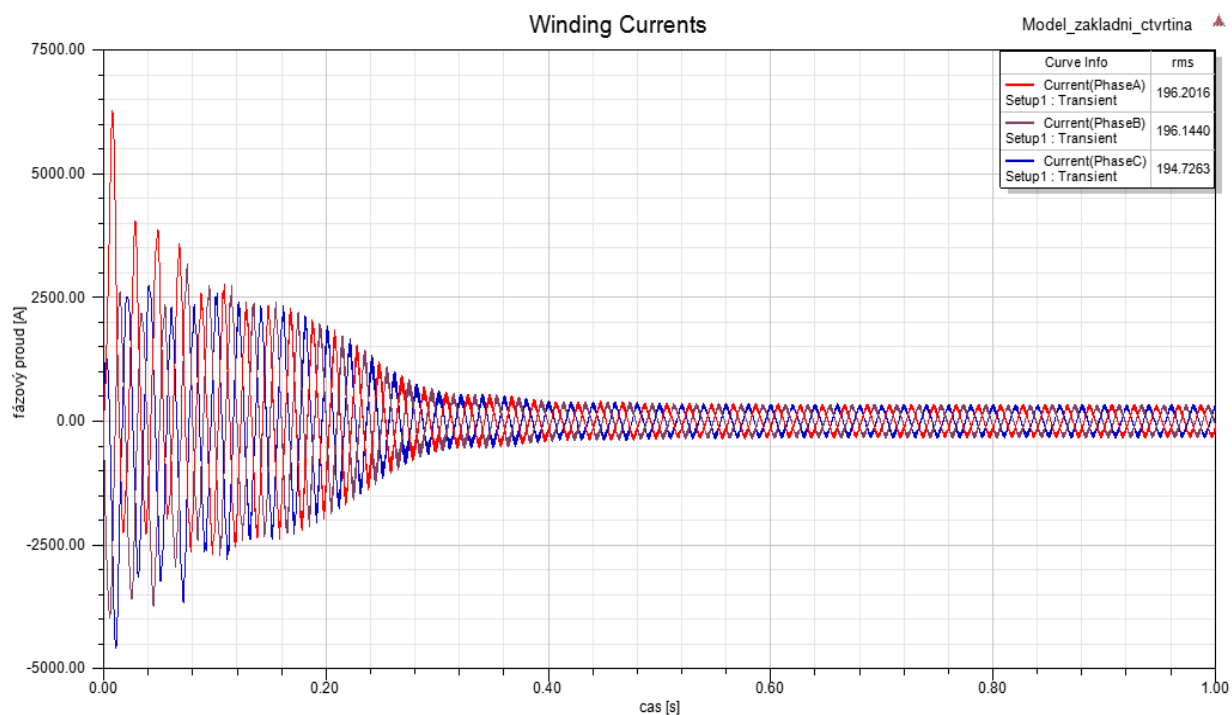
Obr. 27 Nastavení Motion Setup pro rozběhovou zkoušku

Prvně se nastaví otáčky rotoru na počátku analýzy. V našem případě tedy nula. Moment setrvačnosti si program vypočítá sám. U základního modelu, který odpovídá rozměrově typové zkoušce, jsem však zvolil hodnotu momentu setrvačnosti z protokolu typové zkoušky, neboť je přesnější a navíc menší než vypočtená Maxwelllem (protože Maxwell neřeší vnitřní kruh nakrátko), což má za následek dřívější dosažení ustálené hodnoty. Rozdíl hodnot mezi údajem vypočteným Maxwelllem a údajem z typové zkoušky je však téměř zanedbatelný. Nakonec je třeba zvolit časovou konstantu tlumení soustavy. Zátěžný moment si Maxwell vypočte sám, ale je nutné ve vztahu opravit hodnotu mechanického výkonu, neboť Maxwell špatně vyhodnocuje na základě údajů z RMxpřt požadovaný výkon na hřídeli (přednastavená hodnota byla $199429/\omega$, což odpovídá jmenovitému výkonu, od kterého jsou odečteny mechanické ztráty, proto bylo nutné provést korekci vztahu na $200506/\omega$)

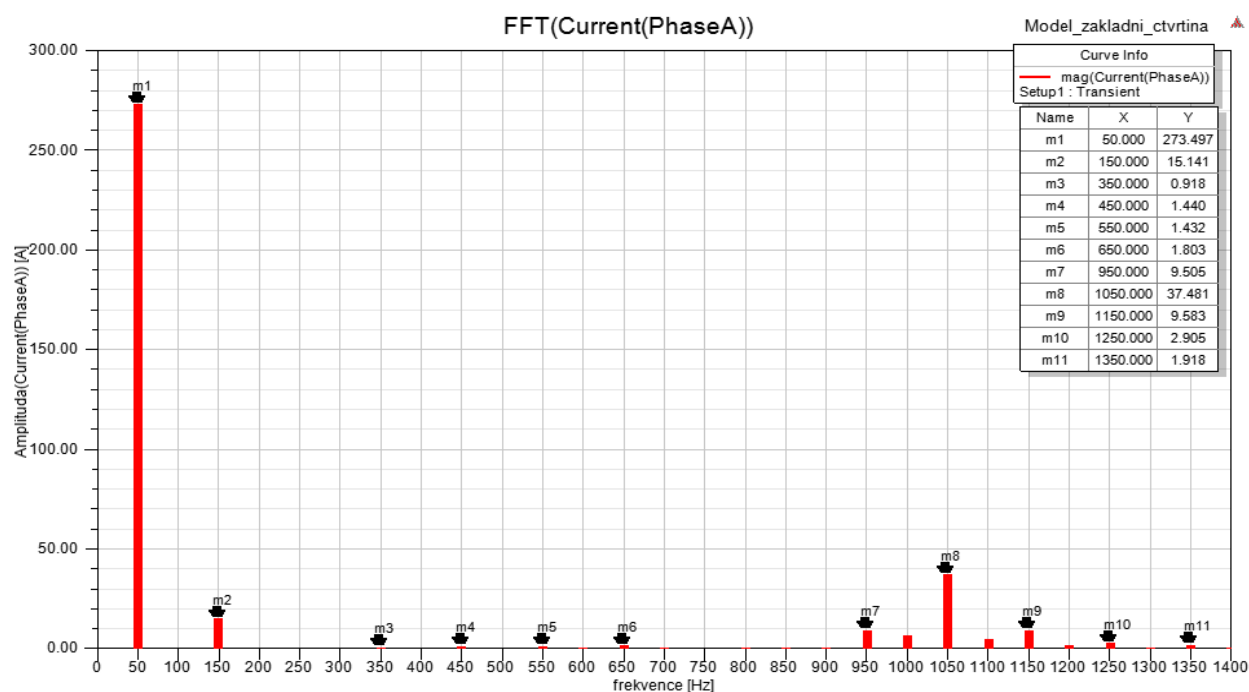
Simulace probíhá následovně. Na začátku jsou počáteční otáčky rotoru i zatěžovací moment rovny nule. Do úhlové rychlosti rotoru $145,299 \text{ rad.s}^{-1}$ (úhlová rychlost rotoru v bodu zvratu) je hřídel s rostoucí úhlovou rychlostí zatěžována s lineárně rostoucím momentem zátěže. Po dosažení úhlové rychlosti zvratu je hřídel zatížena momentem $M = -200506/\omega$, což je rovnice hyperboly, takže hřídel je zatížena konstantním výkonem 200506 W a celá soustava se v čase postupně ustálí na hodnotě jmenovitých otáček stroje. Na obr. 28 jsou průběhy mechanických veličin při rozběhu. Modrou čarou je znázorněn průběh zatěžovacího momentu na hřídeli, červeně je celkový mechanický moment rotoru, zeleně je znázorněn časový průběh otáček rotoru při rozběhu. V legendě jsou zobrazeny i střední hodnoty ztrát v rotoru (SolidLoss) a ztrát ve vinutí statoru (StrandedLossR) v posledních 20 ms simulace.



Obr. 28 Průběhy mechanických veličin při rozběhové zkoušce



Obr. 29 Průběhy proudů ve statorovém vinutí při rozběhové zkoušce



Obr. 30 Amplitudové spektrum proudu statorového vinutí při jmenovitém stavu

Mechanickou úhlovou rychlost rotoru vypočítáme pomocí střední hodnoty otáček z obr. 28:

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} = \frac{2\pi \cdot 1489,4269}{60} = 155,972 \text{ rad.s}^{-1}$$

Pro mechanický výkon na hřídeli platí vztah $P = M\omega$. Je třeba uvažovat, že celkový mechanický výkon vytvářený motorem je součtem užitečného mechanického výkonu a mechanických ztrát. Vyjádřením momentu z výše uvedeného vztahu vypočítáme moment mechanických ztrát.

$$\Delta M_{mech} = \frac{\Delta P_{mech}}{\omega} = \frac{506}{155,972} = 3,244 \text{ Nm}$$

Na obr. 28 je červeně znázorněn celkový pohybový moment vytvářený strojem. Abychom tedy získali užitečný mechanický moment, musíme odečíst moment mechanických ztrát. Jmenovitý moment motoru podle simulace je tedy:

$$M = M_p - \Delta M_{mech} = 1286 - 3,244 = 1282,76 \text{ Nm}$$

Nyní můžeme vypočítat i jmenovitý mechanický výkon na hřídeli jako:

$$P_2 = M\omega = 1282,76 \cdot 155,972 = 200074 \text{ W}$$

Zdánlivý příkon se vypočítá stejným způsobem jako při stavu naprázdno:

$$S_{1N(50\text{Hz})} = 3U_1 I_{1N(50\text{Hz})} = 3 \cdot 400 \cdot \frac{273,3}{\sqrt{2}} = 3 \cdot 400 \cdot 193,25 = 231900 \text{ VA}$$

Průměrná efektivní hodnota 1. harmonické proudu statorového vinutí je tedy 193,25 A.

Celková efektivní hodnota proudu ve fázi statorového vinutí je z obr. 29:

$$I_{1N} = \frac{196,2 + 196,14 + 194,73}{3} = 195,69 \text{ A}$$

Pro výpočet jmenovitého účinku modelu musíme vypočítat ztráty v modelu. Zanedbávám vliv snížení ztrát v železe vlivem poklesu indukovaného napětí, který je způsoben zvýšením úbytku napětí na impedanci statorového vinutí. Zároveň je nutné poznamenat, že Maxwell neumí počítat přídavné ztráty, proto jsou ztráty modelu při jmenovitém stavu:

$$\Delta P_{N\text{modelu}} = \Delta P_{J1N} + \Delta P_{J2N} + \Delta P_{Fe0} + \Delta P_{mech} = 2699,68 + 1743,64 + 2136,5 + 506 = 7085,81 \text{ W}$$

Příkon modelu při jmenovitém výkonu na hřídeli tedy je:

$$P_1 = P_2 + \Delta P_N = 200074 + 7085,81 = 207085,81 \text{ W}$$

Nyní můžeme vypočítat jmenovitý účinník modelu:

$$\cos \varphi_{1N} = \frac{P_1}{S_{1N(50\text{Hz})}} = \frac{207085,81}{231900} = 0,893$$

Na účinník modelu je nutné nahlížet pouze jako na přibližný orientační ukazatel, neboť ukazuje poměry v modelu, nikoliv je skutečném stroji. Skutečný stroj má účinník nepatrně nižší, protože zešíkmení tyčí zvětšuje rozptylovou reaktanci rotoru. Účinník je ovlivněn ve skutečném stroji také přidavnými ztrátami, které tvoří činnou složku příkonu.

Jak je z výše uvedených výsledků patrné, je jmenovitý proud modelu stroje nižší než udává typová zkouška. Příčinou je právě to, že model nevykazuje přidavné ztráty, a proto má vyšší účinnost než reálný stroj. Proto byl pro výpočet účinnosti ze simulací použit následující způsob:

$$\eta_N = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{J1N} + \Delta P_{J2N} + \Delta P_{Fe0} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{dN}}$$

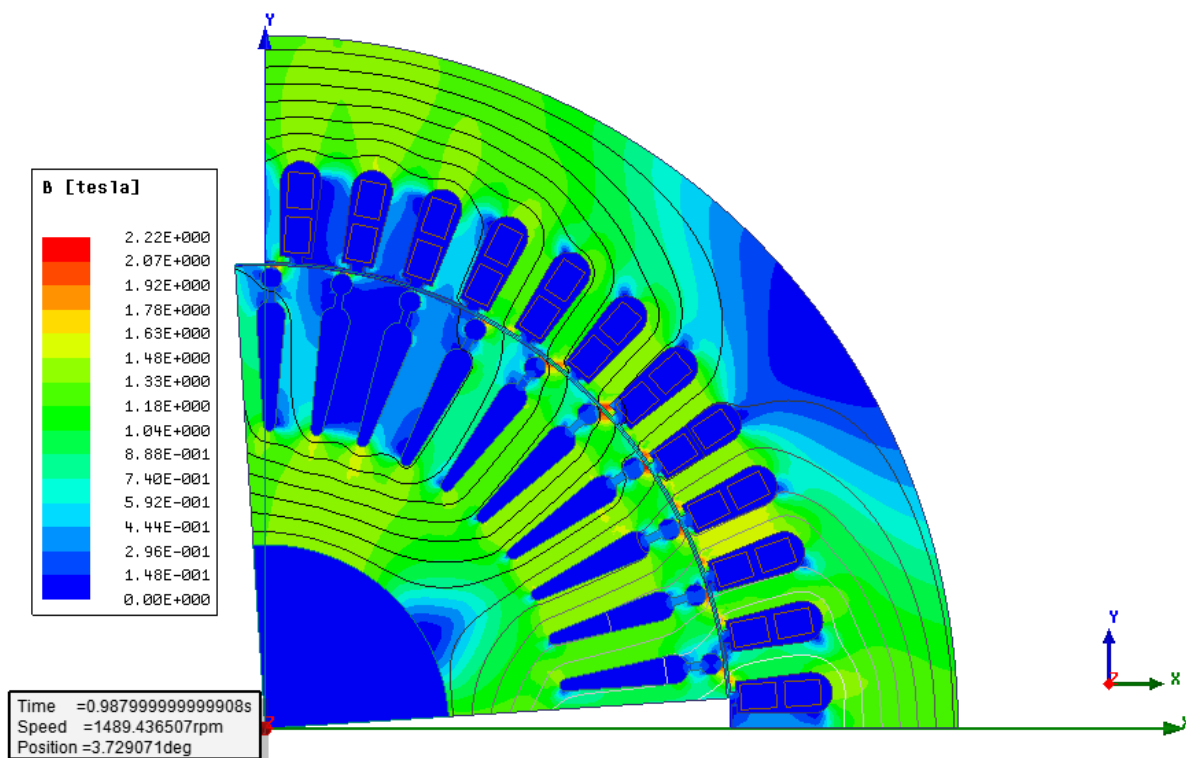
ΔP_{dN} je hodnota přidavných ztrát při jmenovitém výkonu, která je podle typové zkoušky 1993 W. Pro všechny simulace v Maxwellu se předpokládá, že se přidavné ztráty při jmenovitém výkonu nemění.

Účinnost modelu podle předchozího vztahu tedy je:

$$\eta_N = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{J1N} + \Delta P_{J2N} + \Delta P_{Fe0} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{dN}} = \frac{200074}{200074 + 2699 + 1743 + 2136 + 506 + 1993}$$

$$\eta_N = 0,95659 = 95,659 \%$$

Takto vypočítaná účinnost základního modelu je nepatrně horší než je účinnost skutečného stroje. Pro získání větší shody s typovou zkouškou by bylo nutné základní model doladit. Jelikož rozdíl hodnot mezi modelem a skutečným motorem se pohybuje do 10% ve jmenovitém stavu a naprázdno, lze považovat model za nalaďený.



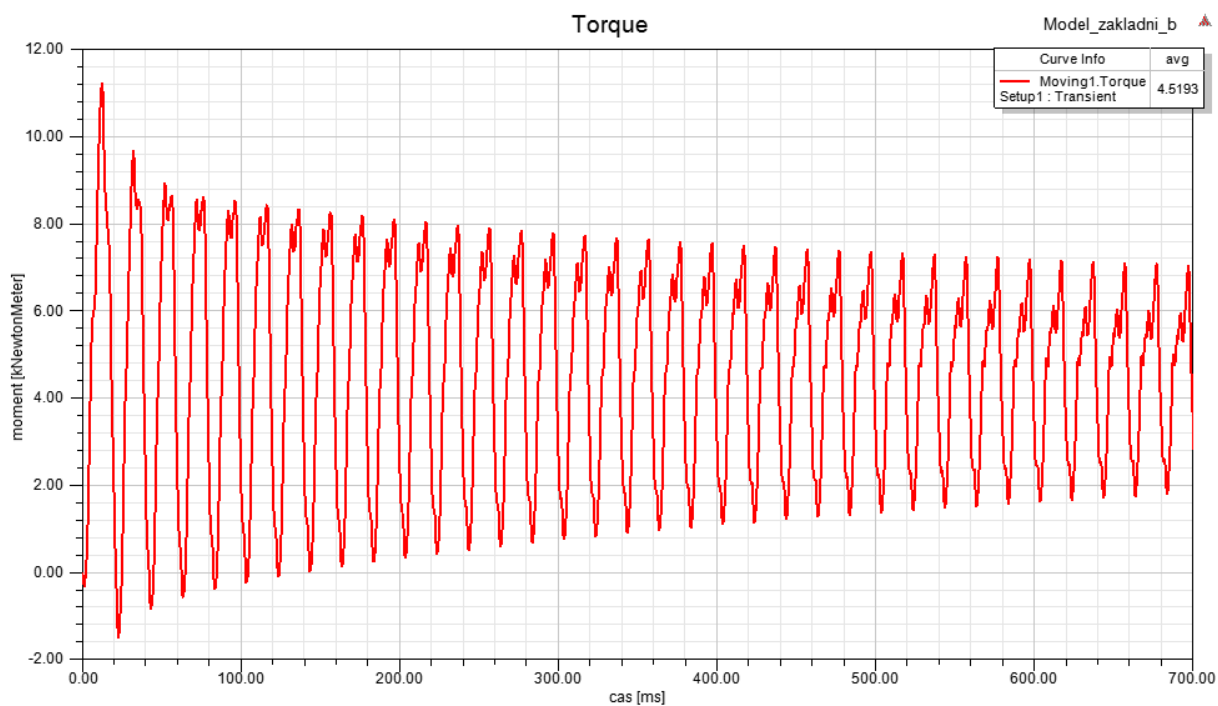
Obr. 31 Rozložení magnetické indukce ve stroji při jmenovitém výkonu

Při jmenovitém výkonu dojde k nepatrnému odsycení stroje vlivem reakce kotvy. Indukce v zubech se pohybuje v rozmezí 1,17 T až 1,49 T (lokálně však až 2,2 T), ve statorovém jhu 1,35 T až 1,44 T, rotorovém jhu 1,45 T – 1,48 T, ve vzduchové mezeře se indukce pohybuje v rozmezí 0,73 T až 0,84 T.

7.4.3 Simulace stavu nakrátko

Při této simulaci se nastavily konstantní otáčky rotoru na nulu. Tato simulace byla velmi časově náročná, neboť přechodné děje v průběhu momentu odeznívaly velice pomalu. K ustáleným hodnotám momentu se simulace přiblížila až po 4 s. Model se při této simulaci nepodařilo přesně naladit podle typové zkoušky. Může to být způsobeno vlivem zešíkmení tyčí nebo také vnitřním kruhem nakrátko, které simulace ve 2D analýze neumí počítat. Výsledek simulace je ovlivněn i polohou rotorových tyčí vůči statorovému vinutí. Hodnoty proudů a momentu, které jsou uvedené v legendách, jsou určeny pomocí střední hodnoty z průběhu v čase 4,48s – 4,5 s.

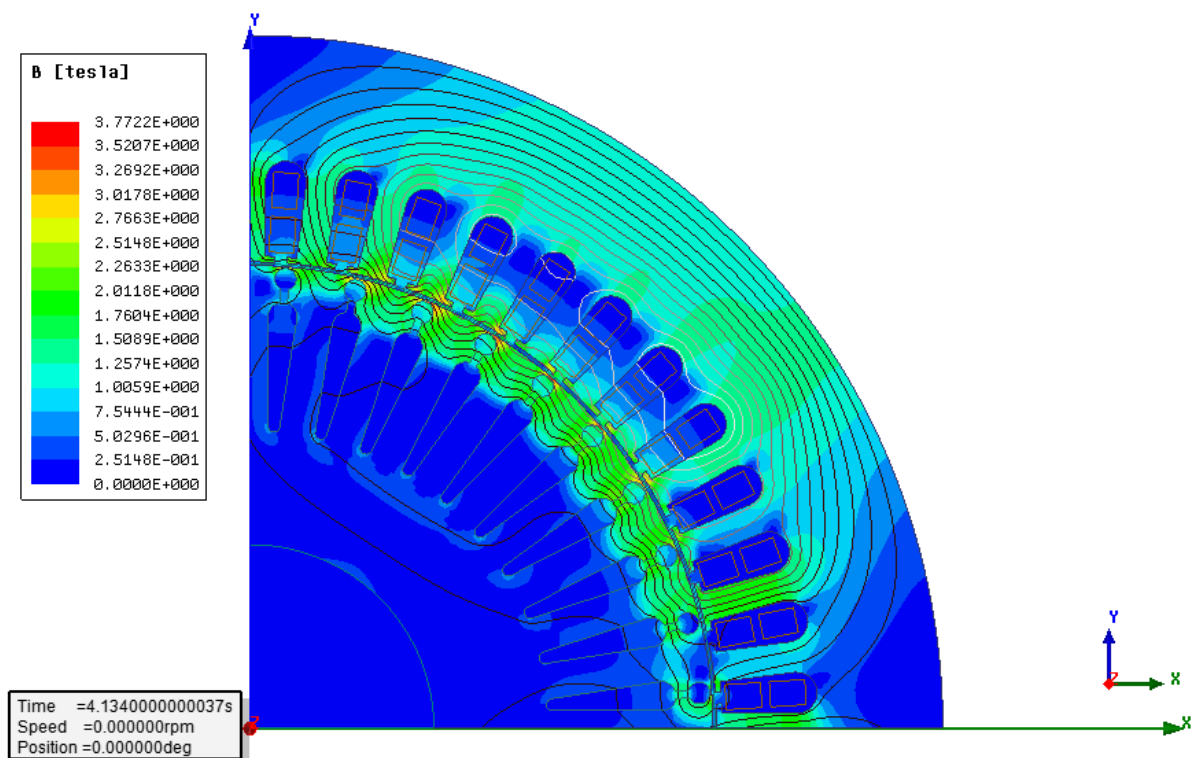
Je třeba poznamenat, že ve skutečnosti se motor tak dlouho ve stavu nakrátko nenachází. Kdyby byl motor zatížen stejným způsobem, jak je provedená simulace, došlo by k jeho zničení, neboť by došlo vlivem proudu nakrátko k nadměrnému oteplení stroje, které by způsobilo zničení izolačního systému stroje. Proto se u pohonů s těžkým rozběhem používají motory s cizím nuceným chlazením, které zajišťuje dostatečné chlazení i v případě, že otáčky stroje jsou nízké.



Obr. 32 Časový průběh momentu ve stavu nakrátko



Obr. 33 Průběhy proudů ve fázích statorového vinutí při stavu nakrátko



Obr. 34 Průběh magnetické indukce ve stavu nakrátko

Magnetická indukce v zubu statoru se pohybuje přibližně v rozmezí 1,7 T – 2 T, ve statorovém jhu 1 T – 1,1 T, v rotorovém jhu 0,2 T až 0,25 T. Ve vzduchové mezeře stroje místy i 1,52 T.

Jak je z obr. 34 patrné, stav nakrátko u asynchronního motoru probíhá převážně v nesyceném stavu - je zřejmý podstatný pokles magnetické indukce ve jhu rotoru a statoru.

V tyčích rotorového vinutí se proud o kmitočtu 50 Hz, který je vybuzen indukovaným napětím v rotoru, vytlačí do rozběhových tyčí a krčku, protože rozptylová reaktance rozběhových tyčí je menší než u běhových tyčí. V běhových tyčích je proudová hustota minimální. Proud, který vzniká vlivem indukovaného napětí v rotoru, má takový smysl magnetického pole, že působí proti změně magnetického pole statorového vinutí, která jej vyvolala. Proto magnetomotorické napětí rotoru působí proti magnetomotorickému poli statoru a stroj pracuje převážně v nesyceném stavu (jhu statoru a rotoru). Součet obou mmn však způsobí, že se siločáry výsledného magnetického toku vytlačí do vzduchové mezery a vzroste tak rozptyl stroje a zároveň poklesne moment. Vytlačení magnetického toku do vzduchové mezery způsobí nárůst magnetické indukce ve vzduchové mezeře a zároveň také způsobí lokální přesycení zubů statoru a rotoru, které se nachází blízko vzduchové mezery. Indukce se pohybuje kolem 1 T, v nejtmavějších oblastech kolem 3,2 T.

7.5 Srovnání parametrů motoru dle typové zkoušky s modelem v RMxprt a Maxwellu

Výsledky uvedené v předchozí kapitole, byly získány zhoršením BP křivky elektrotechnického plechu oproti hodnotám výrobce o 30 %. Charakteristiky plechů použité pro RMxprt a Maxwell jsou zobrazeny na obr. 35 a 36. Vyjma rozdílné BP charakteristiky jsou modely v RMxprt a Maxwellu shodné.

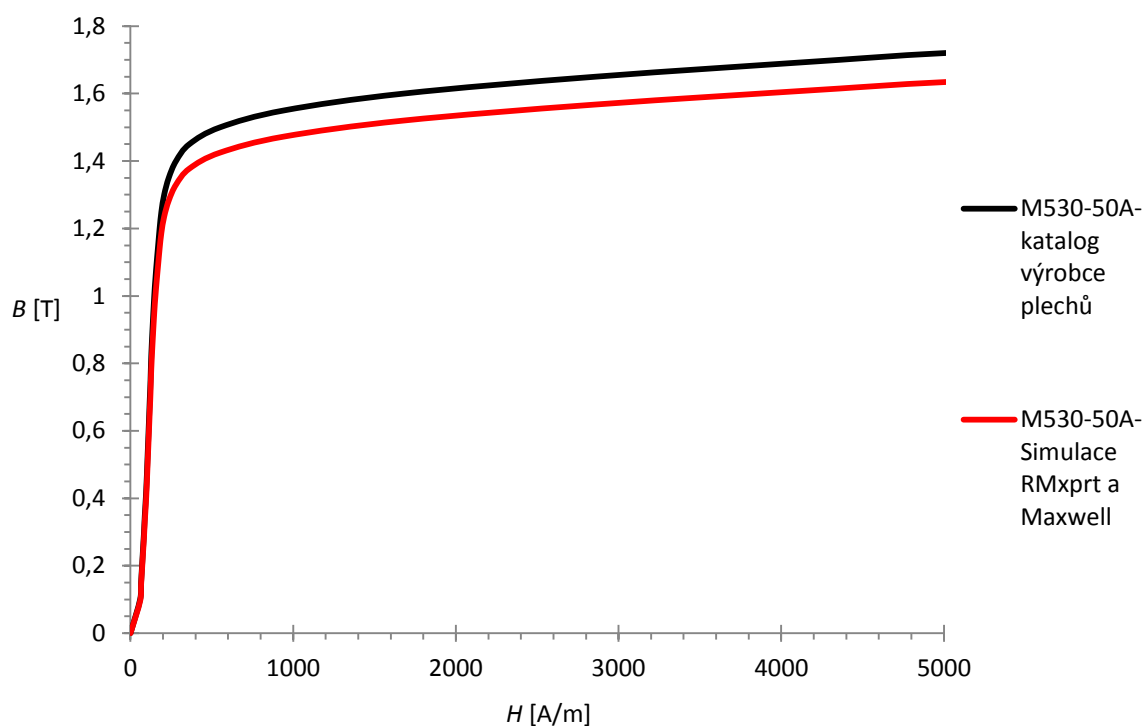
Nutno podotknout, že se nepodařilo úspěšně naladit všechny pracovní stavy ani v RMxprt, ani v Maxwellu. V případě RMxprt je příčina pravděpodobně v záměrném zhoršení výsledků výrobcem softwaru tak, aby stroj, který bude vyroben, měl lepší parametry než parametry vypočtené v RMxprt. Výrobce se tak snaží různými vnitřně nastavenými konstantami zahrnout vlivy výroby do výpočtu. Nevylučuji však ani chyby uvnitř softwaru, jelikož jsem sám našel 2 chyby, z nichž jedna byla způsobena rozdílnou metodikou výpočtu, kterou udává výrobce v nápovědě softwaru, se skutečnou metodikou výpočtu programem. Důvodem, proč se v RMxprt nepodařilo naladit všechny pracovní stavy, je i samotná metodika výpočtu, jelikož analyticky nelze přesně vypočítat průběh pole, který má vliv na záběrný moment i proud.

Ani v Maxwellu se nepodařilo naladit všechny pracovní stavy. Příčinou jsou jednak uvedené zjednodušení v modelu, ale hlavně typ analýzy. 2D analýza neumí provádět výpočty stroje se zešíkmenými tyčemi, s vnitřním kruhem nakrátko a neumí počítat ani vliv čel (rozptylové reaktance..) na parametry stroje. Uvedené skutečnosti se dají modelovat 3D simulací, ta je však díky enormně dlouhým dobám simulace na současných počítačích nepoužitelná. Jelikož Maxwell neumí počítat přídatné ztráty, musí být zvolena metodika výpočtu uvedená v předchozí kapitole.

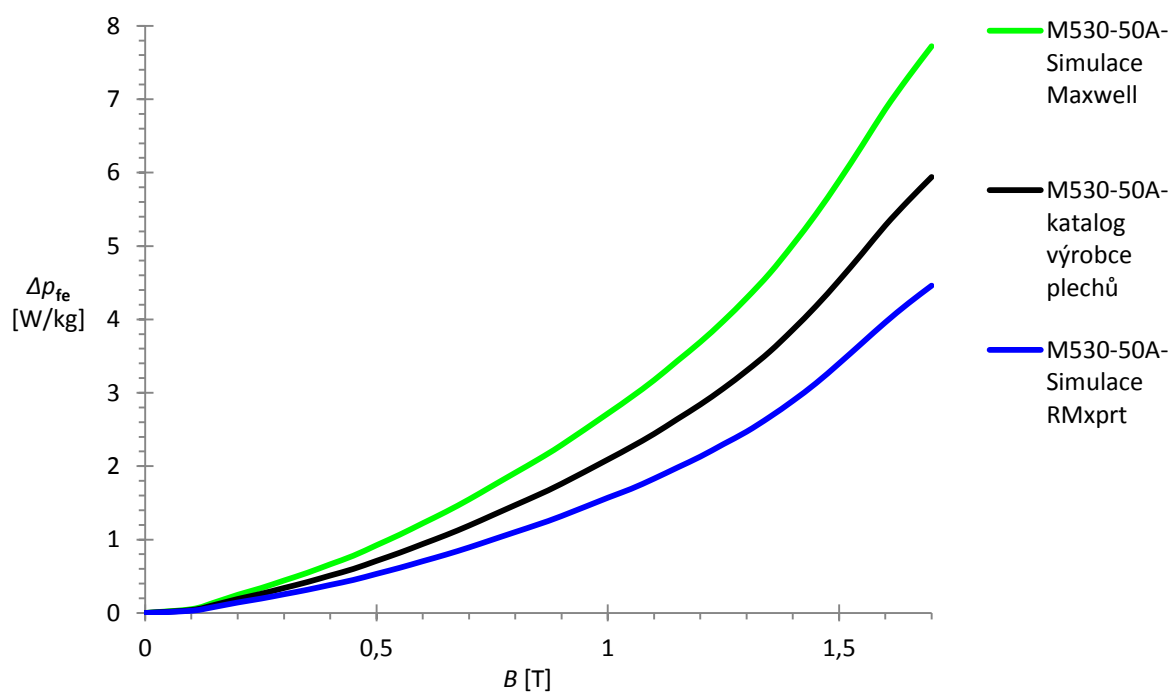
Přidatné ztráty jsou ztráty, jejichž příčiny jsou obtížně identifikovatelné. Jsou způsobeny jednak vlastní konstrukcí stroje - jedná se například o ztráty vznikající vlivem rozptylového toku čel vinutí, který se uzavírá přes čela stroje, nebo mohou být způsobeny i rozptylovým tokem magnetického obvodu, který se uzavírá přes litinovou kostru stroje. Významný je vliv pulzací magnetického toku v zubech, ale zde by byl výpočet obtížný nebo takřka nemožný, neboť neznáme míru poškození plechu vlivem mechanického střihání. I kdyby se učinil nějaký odhad tohoto vlivu, musela by se provést tvorba zubů tak, že by se v modelu nadefinovaly jednotlivé oblasti, kterým by se přiřadila konkrétní BH a BP charakteristika. To by však způsobilo značné zvýšení složitosti modelu a pravděpodobně by to stejně nepřineslo žádané výsledky (zjištění přídatných ztrát). Problémem navíc je fakt, že ztráty v železe jsou při každé frekvenci napětí jiné. Proto také výrobci udávají ve svých katalozích i křivky měrných ztrát pro napájení stroje z měniče kmitočtu. Při vyšších frekvencích jsou mírně odlišné i hodnoty konstant ztrát v železe, které si Maxwell sám vypočte. Proto vliv přídatných ztrát v modelu zcela zanedbávám a charakteristiky plechů jsou naladěny pro základní harmonickou 50 Hz.

V RMxprt vodivost tyčí naladěného modelu přibližně odpovídala vodivosti hliníku vypočítaného z teploty po oteplovací zkoušce. Byla nutná jen drobná korekce, aby Jouleovy ztráty při jmenovitém výkonu odpovídaly typové zkoušce. Po analýze v Maxwellu se ukázala jen malá odchylka ztrát, takže oba modely mají stejně nastavenou vodivost tyčí.

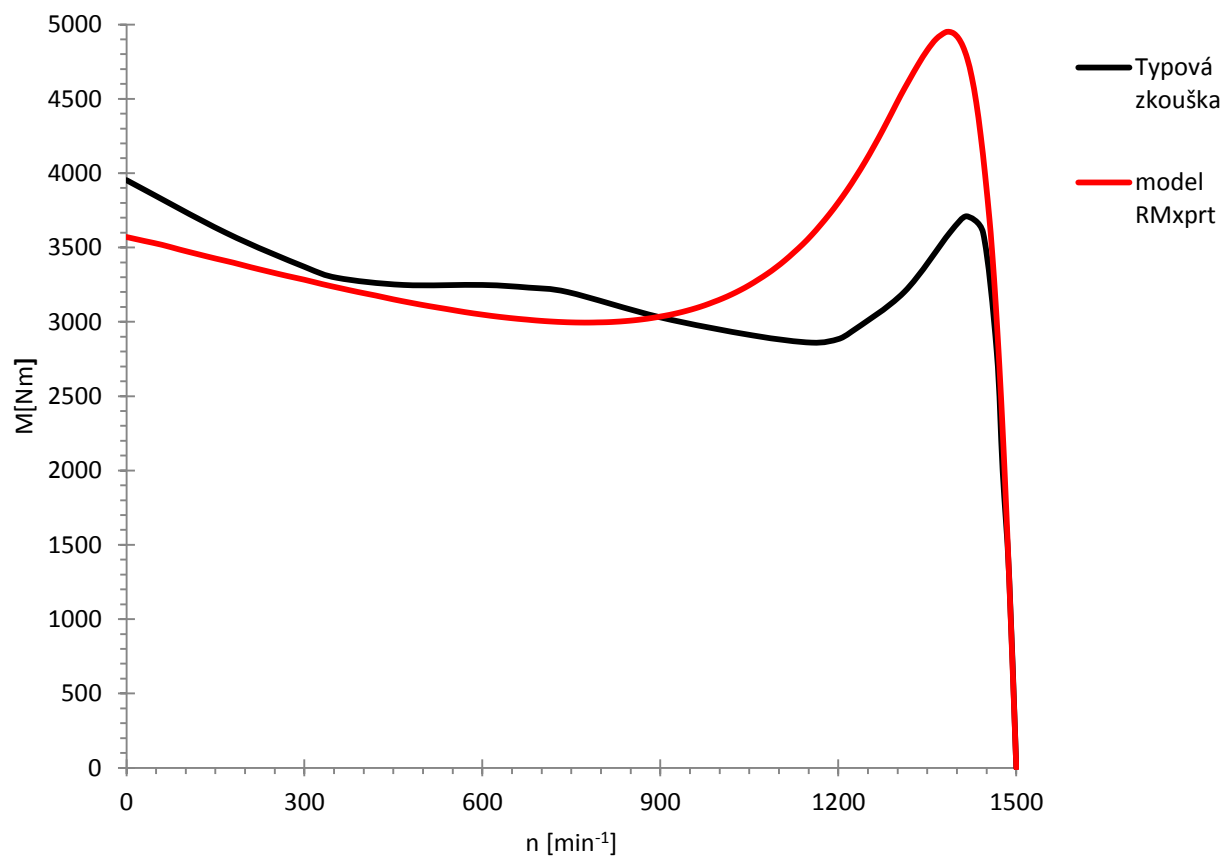
Jelikož výsledky modelů v RMxprt a Maxwellu jsou značně odlišné (z pohledu ztrát v železe), volím jako referenční nástroj pro zvýšení účinnosti stroje konečnoprvkový model v programu Maxwell, neboť dává věrohodnější výsledky. Program RMxprt bude využíván pouze okrajově pro zjišťování činitele plnění drážky a v optimalizacích pro zjištění optimální délky stroje.



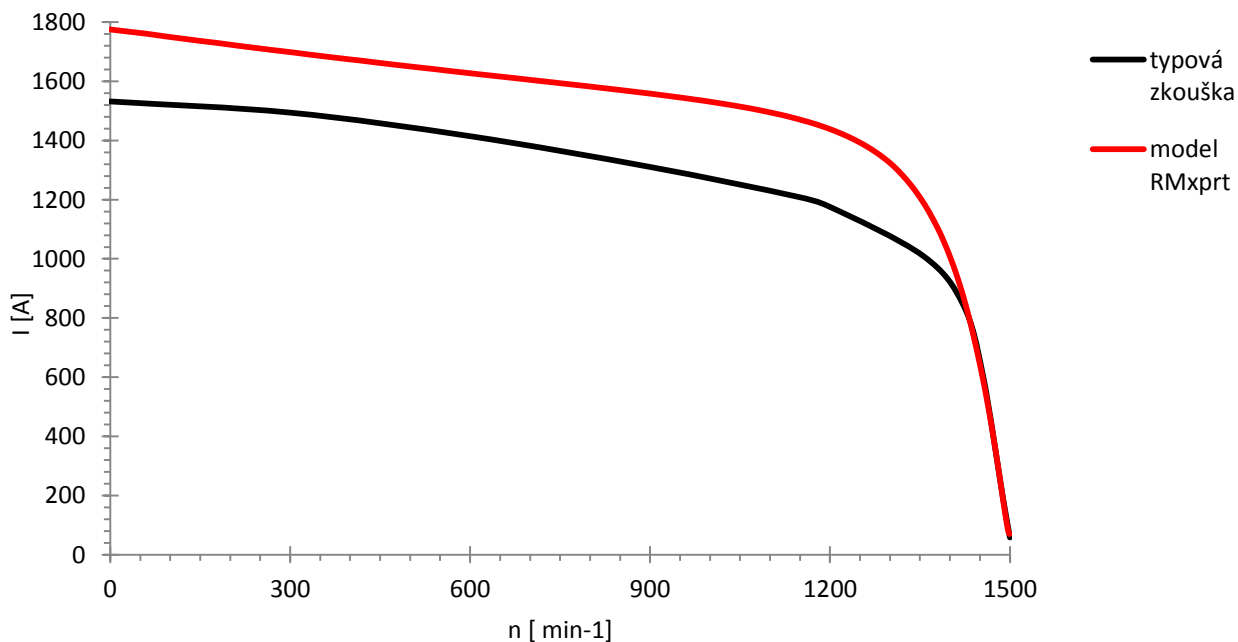
Obr. 35 Porovnání BH charakteristiky výrobce plechu s nalaďenými charakteristikami



Obr. 36 Porovnání BP charakteristik-katalogové údaje, simulace v RMxprt a Maxwello



Obr. 37 Porovnání momentové charakteristiky skutečného stroje a modelu v RMxprt



Obr. 38 Porovnání charakteristiky proudu v závislosti na otáčkách

Tab. 7 Srovnání modelů s typovou zkouškou

	Typová zkouška	model RMxpert	model Maxwell
činitel plnění drážky	76%	74,32%	74,32%
činitel plnění plechů	-	0,929	0,929
materiál magnet. obvodu	M530-50A	M530-50A: BH-obr. 35 červeně, BP-obr 36. modře	M530-50A: BH-obr.35 červeně, BP-obr. 36 zeleně
materiál rotorového vinutí	elektrovodný AL99.5	AL = 25,2 MS/m	AL = 25,2 MS/m
odpor statorového vinutí	0,022695 Ω po otep. zkoušce	0,0234988 Ω	0,0234988 Ω
stav nakrátko			
záběrný proud	1531 A	1776 A	2033 A
záběrný moment	3953 Nm	3571 Nm	4519 Nm
bod zvratu			
proud zvratu	3710 Nm	4950 Nm	4251 Nm
moment zvratu	833 A	1069 A	1078 A
jmenovitý stav			
jmenovitý proud	196,3 A	195,2 A	195,7 A
jmenovité otáčky	1488 min ⁻¹	1487,8 min ⁻¹	1489,4 min ⁻¹
jmenovitý moment	1283,5 Nm	1283,4 Nm	1282,8 Nm
jmenovitý účinek	0,878	0,883	0,893
Jouleovy ztráty vinutí statoru	2713 W	2685 W	2700 W
Jouleovy ztráty vinutí rotoru	1639 W	1639 W	1744 W
ztráty v železe	2055 W	2033 W	2136 W
přídavné ztráty	1993 W	1993 W	1993 W
mechanické ztráty	506 W	506 W	506 W
suma všech ztrát	8905 W	8856W	9077W
jmenovitá účinnost	95,70%	95,76%	95,66%
stav naprázdno			
proud naprázdno	58,08 A	65,98 A	54,49 A
ztráty v železe naprázdno	2103 W	2096 W	2137 W
mechanické ztráty	506 W	506 W	506 W
Jouleovy ztráty vinutí statoru naprázdno	199 W	307 W	209 W
odebíraný příkon naprázdno	2808 W	5016 W	2881 W
účinek naprázdno	0,04	0,038	0,044

8 Optimalizace aktivních částí asynchronního motoru 4p 200 kW pro zvýšení účinnosti

8.1 Úvod

Optimalizace aktivních částí spočívá v úpravě konstrukce stroje za účelem zvýšení účinnosti. Požadavek výrobce motoru je, aby úpravy pro zvýšení účinnosti stroje byly z pohledu nákladů výrobních a investičních co nejmenší, aby byl zachován zisk výrobce a zároveň, aby byl výrobek na trhu konkurenceschopný.

Jelikož je aktuálně vyráběný motor svými parametry na značně vysoké technické úrovni, zvýšení účinnosti v každém případě povede ke zvýšení nákladů na výrobu, což se projeví v konečné ceně výrobku pro zákazníka. Jak je patrné z tab. 7, stroj měřený podle typové zkoušky nemá účinnost 96 %, ale 95,7 %. Je to dáno dovolenou tolerancí účinnosti, která stanovuje spodní hranici pro IE3 95,6 %. Motor, který bude splňovat třídu IE4, musí mít naměřenou účinnost 96,37 % až 96,7 %. Za účelem optimalizace jsem se tedy snažil zvýšit účinnost stávajícího motoru pokud možno co nejméně, aby výrobní náklady pro výrobce byly minimální.

Optimalizace motoru probíhala nejprve formou dílčích úprav na modelech. Pořadí simulací bylo záměrně zvoleno od úprav s nízkými výrobními náklady až po vysoké. Většina parametrů modelů byla upravována ručně, neboť použití optimalizačního nástroje Optimetrics v prostředí Maxwell by vzhledem k časové a výpočetní náročnosti transientních analýz bylo na běžném počítači nerealizovatelné. Pro některé úpravy bylo však nástroje Optimetrics využito v RMxpert, který poskytl prvotní přiblížení optimálních rozměrů stroje.

Na závěr kapitoly jsou představeny finální modely splňující účinnostní třídu IE4, které vznikly kombinací úprav. Jedná se o prvotní modely, které v praxi pravděpodobně bude nutné doladit, neboť v modelu stroje jsou provedena jistá zjednodušení.

8.2 Dílčí kroky ke zvýšení účinnosti motoru

8.2.1 Optimalizace tvaru rotorových drážek

Tyče rotoru, které jsou vyráběny metodou tlakového lití, jsou z hliníku. Z pohledu ceny suroviny je hliník mnohem levnější než měď nebo elektrotechnická ocel, proto je vhodné začít při optimalizaci stroje právě úpravou geometrických rozměrů rotorových tyčí.

Jouleovy ztráty, které vznikají v rotoru, jsou závislé na proudu v rotoru a odporu vinutí. Snížení odporu vinutí by tedy mělo vést ke snížení ztrát v rotoru. Snížení odporu vinutí lze provést 3 způsoby – zvýšením plochy běhové tyče, snížením rezistivity vlivem změny materiálu (náhrada hliníku mědí) nebo zlepšeným odvodem tepla ze stroje (nižší ustálená teplota má za následek nižší odpor tyčí).

Je třeba však brát zřetel taky na požadavky motoru při rozběhu. Snížením odporu tyčí dojde ke zmenšení záběrného momentu a ke zvýšení záběrného proudu. Snížení odporu rotorového vinutí způsobí změnu celé momentové charakteristiky. Příznivou vlastností je, že díky většímu sklonu momentové charakteristiky od bodu naprázdno do bodu zvratu má motor nižší pokles otáček při

zvýšení zatížení (má tvrdší zatěžovací charakteristiku). Tímto způsobem dojde i ke zvýšení jmenovitých otáček stroje.

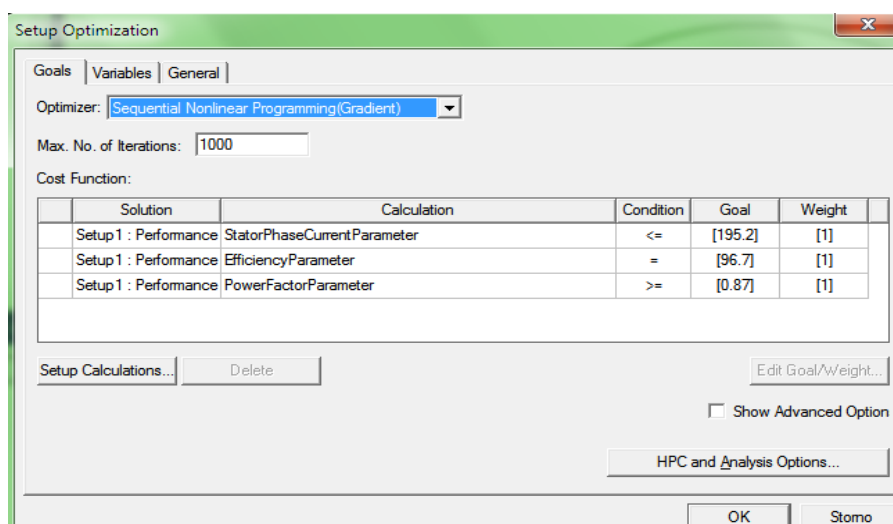
Průřez drážky nelze libovolně měnit proto, že tvar a rozměry drážky mají vliv na reaktanci rotoru a magnetizační impedanci stroje. Čím větší reaktance rotoru je, tím má motor horší účinník a menší záběrný moment. Změna tvaru a rozměrů drážky ovlivňuje také magnetizační větev stroje v náhradním schématu. Nepřiměřeně velké zvýšení plochy by mělo za následek zvýšení indukce v rozteči mezi drážkami, neboť hliník je z pohledu magnetických vlastností paramagnetický, takže jeho magnetická vodivost je oproti elektrotechnickým plechům nízká. Tím by došlo ke snížení průřezu magnetického obvodu, kterým se uzavírá magnetický tok. Toto zvýšení indukce se projeví zvýšením proudu naprázdno, čímž dojde ke zhoršení účinníku stroje a dojde také ke snížení magnetizační indukčnosti, což by vedlo k nárůstu magnetického toku ve stroji, ke zvýšení magnetické indukce v zubech i jhu statoru, což v konečném důsledku by způsobilo i zvýšení ztrát v železe statoru a snížení účinnosti.

Náhrada hliníku mědi se používá jen u malých strojů. Problémem tohoto způsobu je, že měď má oproti hliníku mnohem vyšší teplotu tání (měď 1083°C, hliník 660°C). Rotorové tyče jsou obklopeny plechy z elektrooceli. Curieova teplota železa je 768 °C. Při odlévání měděných tyčí by tak došlo díky překročení Curieovy teploty ke ztrátě magnetických vlastností oceli, které by se obnovily chlazením jen částečně. To by mělo za následek zvýšení proudu naprázdno a zhoršení účinníku stroje. Větší nevýhodou je, že roztavená měď špatně teče, což způsobuje problém při odlévání klecí nakrátko. Výroba je často zmetkovitá. Proto se měděné klece provádí jako montované, což však prodražuje výrobu a zvýšení účinnosti není významné.

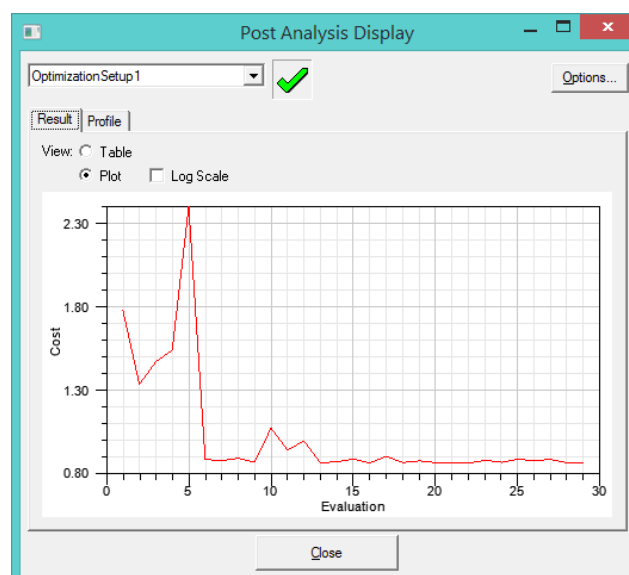
Snížením oteplení stroje je teoreticky možné dosáhnout určitých úspor. Vzhledem k uzavřenému provedení stroje a limitním rozměrům považují tuto možnost za zanedbatelnou.

8.2.1.1 Optimalizace tvaru rotorové drážky pomocí Optimetrics

Stěžejní funkcí v Maxwellu je optimalizační nástroj Optimetrics. Aby bylo možné stroj zoptimalizovat, je nutné geometrické rozměry stroje zadat parametricky. Vlastní optimalizace probíhá tak, že se zvolí konkrétní prostředí, ve kterém se optimalizace provede (RMxpert, Maxwell), zvolí se optimizér, cíle optimalizace a váhy. Jako cíl optimalizace lze zvolit dosažení konkrétní číselné hodnoty žádané veličiny, nebo lze vybranou veličinu maximalizovat, minimalizovat popřípadě zvolit podmínku „větší nebo rovno“ apod. Váha cíle určuje, jak je pro nás dosažení cíle důležité. Optimizér pak na základě znalosti cílů a vah jednotlivých veličin počítá cenovou funkci. Cenová funkce je v podstatě křivka, která ukazuje, jak se optimizér na základě změn parametrů blíží nebo neblíží k požadovanému cíli. Proto první výpočet optimizéru je výpočet parametrů výchozího modelu a stanovení cenové funkce, jejíž hodnota udává vzdálenost od cíle optimalizace (cílem optimalizace je získat nulový bod v cenové funkci). V ideálním případě, když se optimizéru podaří najít ideální optimální parametry, je cenová funkce nulová. Každý optimizér mění parametry zadaných veličin jiným způsobem. U všech však platí, že hledají minimum z cenové funkce, ve kterém se vypočtené parametry nejvíce přiblížily cílům optimalizace, proto cenová funkce při přiblížení k cílovým hodnotám začne klesat. Jelikož každý optimizér pracuje trochu odlišným způsobem a přináší tak mírně odlišné výsledky, byla provedena optimalizace rotorové drážky v RMxpert pomocí více optimizérů.



Obr. 39 Definování cílů optimalizace a jejich důležitosti (vah)



Obr. 40 Průběh cenové funkce



Obr. 41 Porovnání původní (černě) a optimalizované rotorové drážky v RMxprt

Po optimalizaci došlo podle analytických výpočtů v RMXprt ke snížení celkových Jouleových ztrát v rotoru o 50 W až 80 W (podle použitého optimalizéru) a zvýšení celkové účinnosti o 0,01 % až 0,025 %.

Výsledky různých typů optimalizovaných drážek v Maxwellu však byly mnohem horší. Nejlepší snížení rotorových ztrát činilo 15 W, což je naprosto zanedbatelné. Naopak se ukázal nepříznivý vliv zásahu do rotorové drážky – zhoršily se parametry stroje. (vzrostl jmenovitý proud, takže vzrostly ztráty ve satorovém vinutí a celková účinnost stroje dokonce klesla)

Rozdílné výsledky jsou způsobeny rozdílnou metodikou výpočtu. Analytický výpočet není schopen přesně počítat magnetické pole. Pro použitelnou optimalizaci rotorových drážek by bylo nutné optimalizovat v programu Maxwell, což by však bylo úlohou pro výkonný superpočítač.

Při ruční úpravě rozměrů rotorové drážky a simulaci v programu Maxwell bylo dosaženo maximálního snížení ztrát v rotoru cca o 60 W, což je zanedbatelné zlepšení parametrů, pro které se nevyplatí měnit nastavení mechanické raznice.

8.2.2 Změna počtu drážek statoru a rotoru

Počet drážek statoru a rotoru nemůže být libovolný. Drážkování statoru způsobuje, že průběh magnetické indukce není ve vzduchové mezeře čistě sinusový, ale obsahuje spektrum harmonických složek vyšších řádů, které jsou nežádoucí, neboť na práci stroje působí rušivě. Tyto nežádoucí harmonické mohou způsobovat vibraci a hluk stroje, vytváří synchronní a asynchronní momenty a pulzace magnetických toků způsobují i část přídavných ztrát (pulzace zvyšují odpor statorového i rotorového vinutí vlivem jevu blízkosti). Vliv drážkování statoru a rotoru byl předmětem mnohých studií, na jejichž základě se vytvořily doporučené počty drážek statoru a rotoru a doplňkové podmínky.

Podle [22] platí následující doporučení:

- 1) Křivka magnetomotorického napětí se má co nejvíce blížit sinusoidě. Počet drážek na pól a fázi q proto nemá být malý a má být celé číslo, nikoliv zlomek.
- 2) Mezi počtem drážek statoru Q_1 , rotoru Q_2 a počtem pólů $2p$ má platit

$$Q_2 \leq 1,25(Q_1 \pm p) \quad (8.2.2.1)$$

- 3) Drážky rotoru mají být natočeny o jednu drážkovou rozteč statoru, tím dojde k oslabení pole zubových harmonických
- 4) Vibrační momenty a síly se projevují zvláště silně, jestliže platí alespoň jedna z těchto podmínek:

$$Q_1 - Q_2 = \pm 1 \pm 2p \quad (8.2.2.2)$$

$$Q_1 - Q_2 = \pm 2 \pm 4p \quad (8.2.2.3)$$

Pro čtyřpólový stroj s natočenými rotorovými drážkami je při $Q_1 = 48$ doporučený počet drážek rotoru 84, 60, 56, 44, 40.

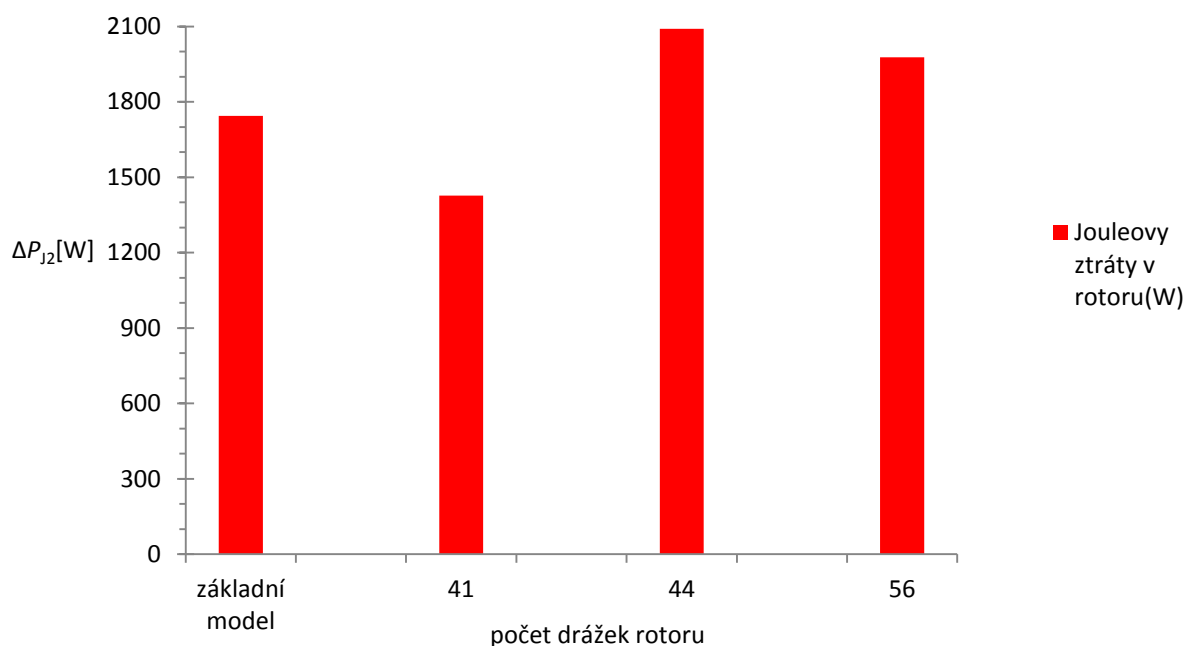
8.2.2.1 Změna počtu drážek statoru

Myšlenka zvýšení počtu drážek statoru je založena na tom, že zvýšením počtu drážek se zvýší počet drážek na pól a fázi. Čím vyšší je počet drážek statoru na pól a fázi, tím je magnetické pole ve vzduchové mezeře bližší sinusovce, což vede ke snížení přídavných ztrát ve stroji. Zvýšením počtu drážek statoru jsem se v této práci nezabýval, neboť Maxwell přídavné ztráty počítat neumí, není proto možné objektivně zjistit míru zvýšení účinnosti snížením přídavných ztrát. Tento krok může, ale taky nemusí vést ke zvýšení účinnosti stroje. Zvýšením počtu drážek statoru dojde ke snížení šířky zubu, což povede ke zvýšení magnetické indukce a růstu ztrát. Při užším zubu se více projeví negativní vliv stříhu (větší poškození zubu), což povede k dalšímu růstu ztrát v zubu. Řešením by byla pouze změna technologie výroby drážek anebo vyžehání stroje.

8.2.2.2 Změna počtu drážek rotoru

Zvýšením počtu drážek rotoru dojde vlivem zvýšeného celkového průřezu ke snížení ztrát v rotoru, což bude mít za následek zvýšení účinnosti, zvýšení jmenovitých otáček a změnu momentové charakteristiky stroje. Dále dojde ke zvýšení záběrného proudu, neboť se sníží celková impedance stroje. Snížení odporu rotoru vede opět ke snížení záběrného momentu.

Za účelem zvýšení účinnosti bylo simulováno několik variant počtu drážek rotoru.



Obr. 42 Závislost Jouleových ztrát v rotoru na počtu drážek

Obr. 42 ukazuje, že zvýšení počtu drážek nemusí vést ke snížení ztrát v rotoru. Změnou počtu drážek dojde také ke změně amplitudového spektra proudu. Čím je počet drážek rotoru větší (za předpokladu konstantních rozměrů drážky), tím je i rozteč mezi drážkami nižší. Zvýšené sycení magnetického obvodu vede k tomu, že v amplitudovém spektru dojde k zesílení vlivu 3. harmonické.

Kromě vlivu sycení se také projevují ostatních harmonické. Škodlivost harmonických se posuzuje nejen podle frekvence, ale i podle amplitudy. Tyto nežádoucí harmonické zvyšují diferenční rozptyl stroje, proto dochází k poklesu indukovaného napětí 1. harmonické a snížení magnetického toku. Má-li být zachován moment stroje, musí dojít při poklesu toku k nárůstu proudu v rotoru, čímž dojde ke zvýšení ztrát v rotoru.

Ze simulací vyšla nejlépe změna drážek ze 40 na 41. Podle výše uvedených pravidel je tato změna možná. Ztráty v rotoru klesly o 320 W, což je způsobeno zvýšením celkového průřezu rotorové drážky. Dokonce došlo k poklesu jmenovitého proudu stroje, což vedlo ke snížení ztrát ve statorovém vinutí o dalších 80 W. Nepatrně došlo i ke snížení proudu naprázdno a účinník se zvýšil o 0,01. Výsledky analýzy byly objasněny díky FFT analýze, kdy se ukázalo, že došlo jen k zanedbatelnému nárůstu 3. harmonické složky proudu (vlivem zvýšení sycení stroje), ale došlo takřka k úplnému potlačení amplitud 19. a 21. harmonické. Harmonické složky proudu nižších řádů byly taky zanedbatelné (amplituda do 1 A). Snížení diferenčního rozptylu má tedy na stroj značně pozitivní vliv.

Simulace se 44 a 56 drážkami ukázaly, že zvýšení počtu drážek může být jen malé, jinak dochází ke zhoršení parametrů stroje. U 44 drážek došlo oproti základnímu modelu k trojnásobnému zvýšení amplitudy 21. harmonické. U 56 drážek byl patrný vliv sycení železa – 3. harmonická proudu měla ve stavu naprázdno poloviční amplitudu 1. harmonické. Při jmenovitém stavu sice došlo vlivem reakce kotvy k částečnému odbuzení stroje a k poklesu 3. harmonické, který však nebyl moc velký.

Simulace provedené Maxwellem v 2D analýze je zde nutné opět brát s rezervou, neboť není řešeno zešíkmení drážek. Vliv harmonických je tedy vyšší než u skutečného stroje.

8.2.3 Snížení odporu statorového vinutí

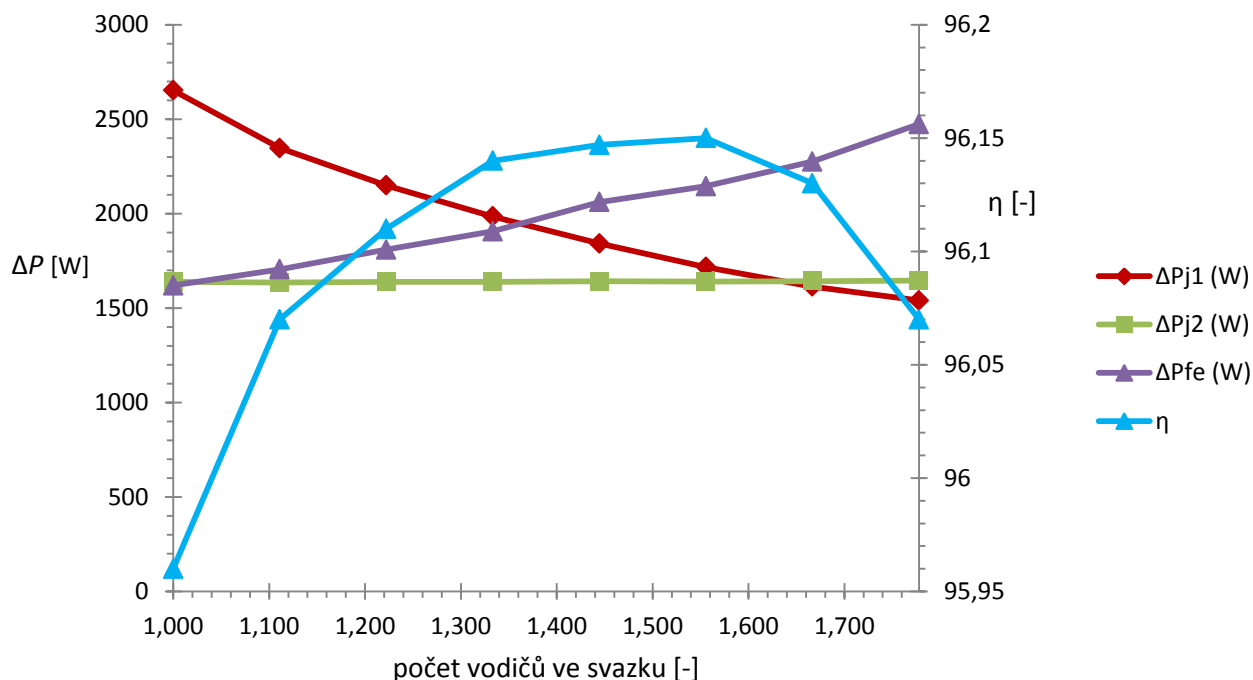
Z tab. 7 je patrné, že ohmické ztráty ve statorovém vinutí jsou ze všech složek ztrát největší a zároveň jejich snížení je relativně jednoduché. Tyto ztráty se dají prakticky snížit dvěma způsoby.

8.2.3.1 Snížení odporu pomocí zvýšení průřezu svazkového vodiče

Statorové vinutí je tvořeno závity, které nejsou složeny z jednoho vodiče, ale ze svazku vodičů s malým průměrem. Svazek dílčích vodičů, tvořící ekvivalentní vodič, lze lépe ohýbat, což je důležitá vlastnost při navíjení stroje. Limitujícím kritériem pro průřez svazkového vodiče je činitel plnění drážky, který nesmí být překročen, aby bylo možné vinutí stroje vsadit do drážek stroje. Pro strojní vtahování je maximální plnění drážky 79 %, pro ruční navíjení 80 %. Plnění drážky lze ovlivnit i vhodným průměrem dílčích vodičů tvořících svazek. Při použití dílčích vodičů s nižším průměrem se lépe drážka vyplní a zároveň vzroste i ohebnost svazku, což zrychlí výrobu. Průměr dílčího vodiče však nelze libovolně zmenšovat, neboť by při manipulaci mohlo dojít k přetržení.

Jelikož nelze zvýšit plnění drážky nad přípustnou mez, je nutné statorovou drážku zvětšit. Zvětšování drážky (její hloubky) je však možné jen do určité míry. Zvětšování drážky za účelem zvýšení průřezu svazku sice vede ke snižování ztrát ve vinutí statoru, ale zároveň klesá tloušťka jha statoru. S klesající tloušťkou jha roste magnetická indukce, což způsobí zvýšení ztrát v železe, zvyšování proudu naprázdno, takže dojde i ke zhoršení účinníku stroje. Zvýšení ztrát v železe je dáno i rostoucí délkou zubu, neboť zuby jsou z hlediska magnetického obvodu části s největším zatížením (s největší indukcí). Zvyšovat hloubku drážky lze jen do té míry, dokud je snižování ohmických ztrát

vinutí statoru větší, než je přírůstek ztrát v železe. Posledním omezením je, že zuby nesmí být nepřiměřeně dlouhé a úzké, neboť při mechanickém ražení by mohlo dojít k pokroucení nebo odlomení zubu. Uvedené fyzikální principy vystihuje obr. 43, který znázorňuje průběh jednotlivých složek ztrát v závislosti na počtu vodičů ve svazku a zároveň i na vzrůstu délky statorové drážky. Uvedený graf byl vytvořen úpravou svazku i geometrie statorové drážky pro dosažení přibližně konstantního činitele plnění drážky.

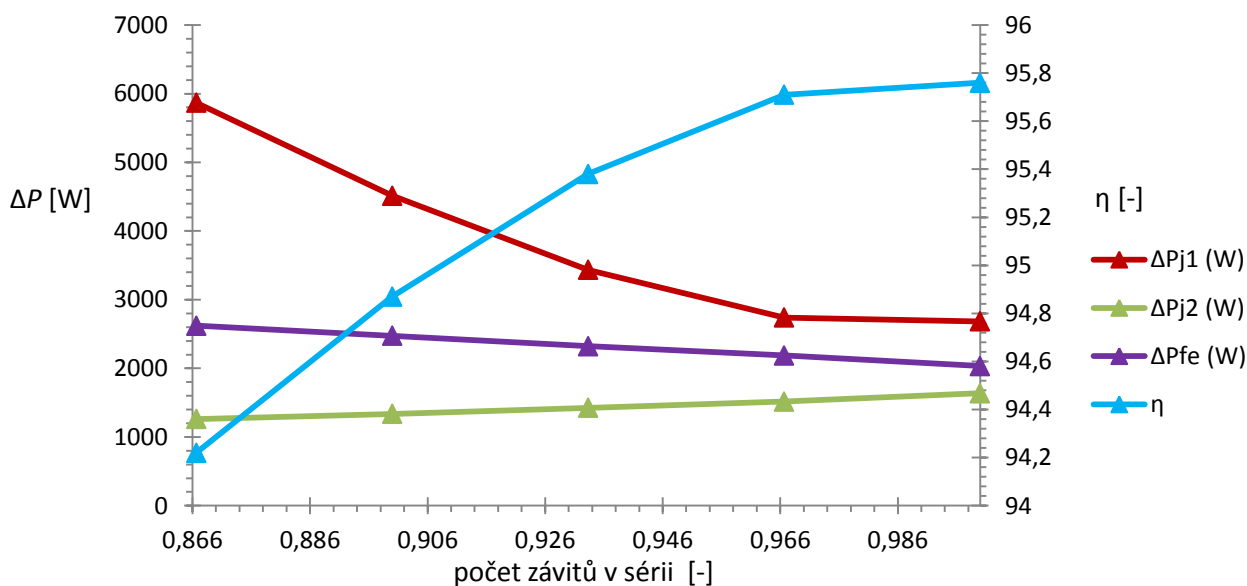


Obr. 43 Průběhy ztrát a účinnosti při zvyšování počtu vodičů ve svazku a zvětšování délky statorové drážky (při $SDe = 1,082$, $Le = 1$)

8.2.3.2 Snížení odporu vinutí pomocí snížení počtu závitů

Snížit odpor vinutí se dá také pomocí snížení počtu závitů v sérii. Snížením se dosáhne zmenšení odporu vinutí, uvolněné místo v drážce lze pak využít pro zvýšení průřezu svazku přidáním dílčích vodičů. Snížení počtu závitů však vede ke snížení magnetizační reaktance, což se projeví nárůstem proudu naprázdno, zhoršením účinníku a zvýší se celkový magnetický tok. Zvýšení magnetického toku vede k nárůstu magnetické indukce ve všech částech magnetického obvodu, takže vzrostou ztráty v železe. Větší tok vede ke změně momentové charakteristiky a zvýší se jmenovitá otáčky stroje. Větší magnetický tok ve stroji však při konstantním výkonu na hřídeli vede ke snížení proudu v rotoru. Jelikož jsou ztráty úměrné mocnině proudu nadruhou, tak dojde ke snížení ztrát v rotoru.

Protože tento krok značně ovlivňuje parametry celého stroje, používá se přiměřeně a v kombinaci s prodloužením magnetického obvodu, aby zvýšení účinnosti nevedlo ke zhoršení parametrů stroje.

Obr. 44 Závislost ztrát a účinnosti na počtu závitů v sérii ($SDe = 1$, $Le = 1$)

8.2.4 Snížení ztrát v železe

8.2.4.1 Zvýšení vnějšího průměru statoru (zvýšení tloušťky jha)

Elektrické stroje jsou navrhovány v řadách podle osové výšky, která udává vzdálenost mezi osou hřídele a patkou stroje. Osová výška je daná normou a nelze ji proto libovolně měnit. Pokud se zvýší vnější průměr statoru, dojde ke zvětšení tloušťky statorového jha. To má za následek snížení magnetické indukce a pokles ztrát. Pokles ztrát v železe způsobí snížení proudu naprázdno a zlepšení účinníku. Dojde také ke zvýšení magnetizační reaktance.

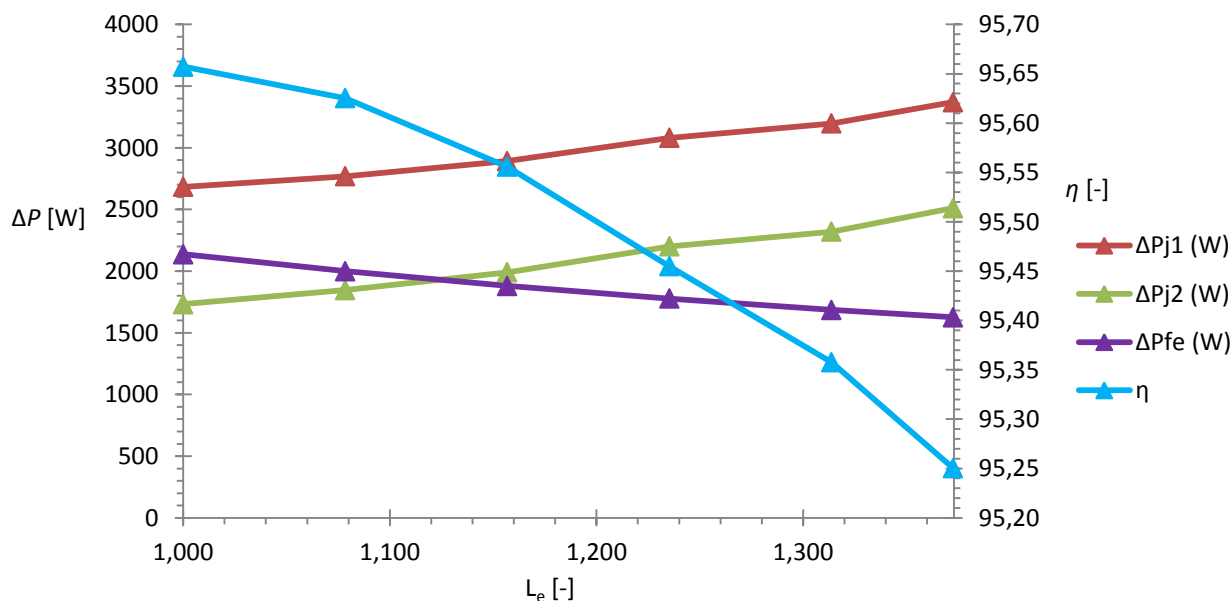
Nevýhodou zvýšení tloušťky jha je, že při dané osové výšce je nutné zmenšit výšku chladících žebírek. Zmenšení chladících žebírek vede ke zmenšení plochy, již se odvádí ztrátové teplo ze stroje, což zhorší odvod ztrátového tepla ze stroje. To může způsobit zvýšení ustáleného oteplení a tím i ustálené teploty, což by vedlo ke zvýšení rezistivity statorového i rotorového vinutí a tím ke zvýšení ztrát. Při zvýšení účinnosti stroje dojde ke snížení ztrát a tím ke snížené potřebě chlazení, proto je snížení výšky chladících žebírek možné.

Zvýšení vnějšího průměru statoru na stanovený technologický limit vedlo ke snížení ztrát v železe o 280 W, snížení proudu naprázdno o 1 A, snížení ztrát ve statoru o 80 W a snížení ztrát v rotoru o 25 W. Celková účinnost stroje se zvýšila o 0,14 %.

8.2.4.2 Axiální prodloužení délky magnetického obvodu

Axiální prodloužení délky magnetického obvodu je obdobný způsob pro zvýšení účinnosti jako u zvýšení tloušťky jha statoru. Prodloužení magnetického obvodu vede ke snížení indukce ve všech částech magnetického obvodu stroje, což opět vede ke snížení ztrát, růstu magnetizační impedance a účinníku a snižování proudu naprázdno. Oproti zvýšení tloušťky jha nastává snížení ztrát i v zubech. Další výhody jsou, že při prodloužování nejsme limitováni osovou výškou stroje.

Prodloužení stroje vede ke zvýšení objemu stroje a tím i k navýšení chladicí plochy. Zvýšení účinnosti však není na první pohled tak jednoduché, jak se zdá.



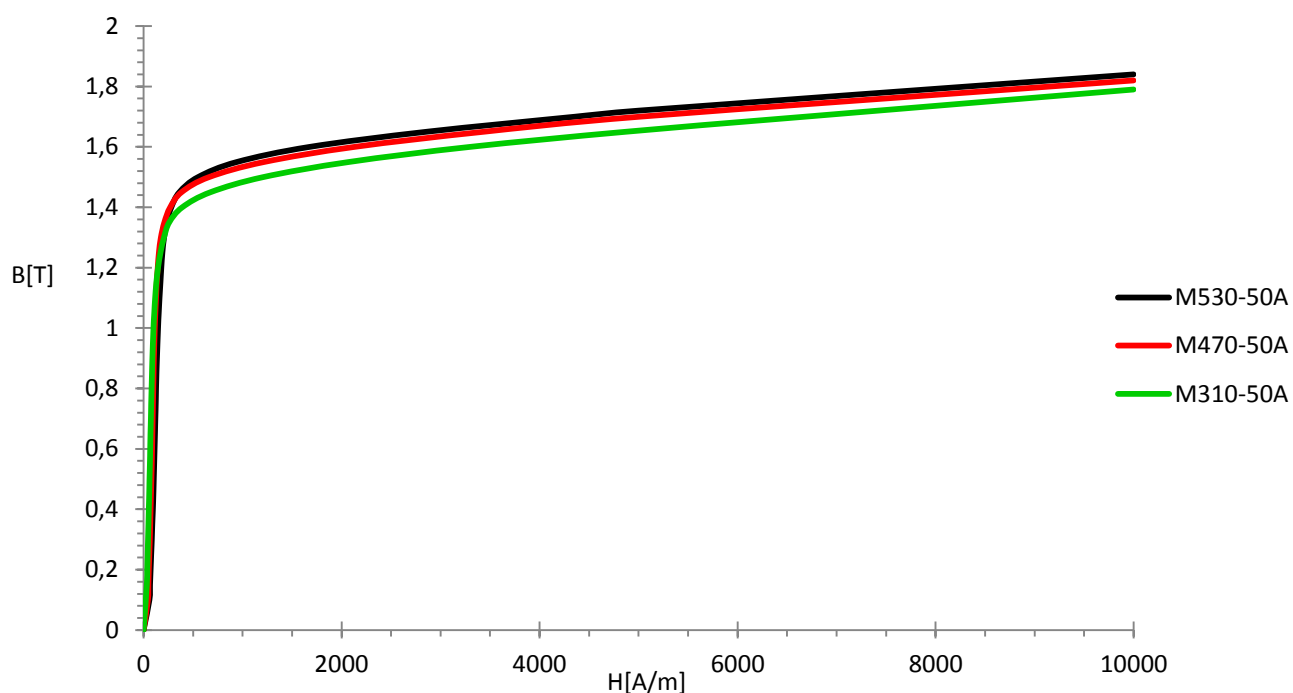
Obr. 45 Průběh ztrát a účinnosti při prodloužení délky stroje a původním počtu závitů

Prodloužením stroje sice klesnou ztráty v železe, ale zvýšením délky vinutí vzroste odpor statoru i rotoru, a tím i ohmické ztráty. Jak je z obr. 45 patrné, vliv zvýšení ztrát ve vinutích je větší než snížení ztrát v železe, což způsobuje pokles účinnosti. Zvýšení odporu vinutí ve statoru vede ke zvýšení úbytku napětí na impedanci, což se projeví mírným snížením indukovaného napětí stroje, a proto klesne magnetický tok. Protože má rotor zvýšený odpor, dojde ke snížení jmenovitých otáček stroje a změně momentové charakteristiky. Snížení otáček a zvýšení odporu vede ke zvýšení indukovaného napětí v rotoru, aby stroj byl schopen dodávat konstantní výkon a tak se zvýší rotorový proud a ztráty. Aby došlo k úpravě momentové charakteristiky, snížení ztrát ve statoru a rotoru, je nutné snížit počet závitů stroje, čímž se stroj přisytí. Čím je větší požadavek na zvýšení účinnosti, tím víc závitů je nutné ubrat a zvýšit délku.

Pro hledání optimální délky dobře posloužil Optimetrics v RMxpert, který poměrně přesně určil optimální délku při daném průměru statoru a snížení závitů.

8.2.4.3 Použití plechů s nižším ztrátovým číslem

Z pohledu nákladů se jedná o druhý nejhorší způsob zvyšování účinnosti stroje. Čím nižší je ztrátové číslo plechu, tím vyšší je pořizovací cena, která se promítne v konečné ceně motoru. Není to však jediná nevýhoda. Vyšší obsah křemíku, který snižuje měrné ztráty, se negativně projevuje v BH charakteristice (níž položené koleno charakteristiky), zvyšuje rezistivitu a snižuje tepelnou vodivost. Plechy jsou i více náchylnější na změnu parametrů vlivem ražení, neboť křemík zvyšuje jejich tvrdost. Dochází tak jednak k většímu poškození plechů při ražení a také k dřívějšímu ztupení raznice.



Obr. 46 Porovnání vybraných BH charakteristik plechů řady Isovac od Voest Alpine[15]

Tab. 8 Porovnání vybraných parametrů plechů Isovac[15]

označení	měrné ztráty při 1,5 T	rezistivita	teplotní vodivost	tvrdost
	[W/kg]	[$\mu\Omega\text{cm}$]	[W/mK]	HV5[-]
M 530-50A	4,6	31,1	36	135
M 470-50A	3,75	35,8	33	150
M 400-50A	3,25	45	28	170
M 350-50A	3,1	45	28	165
M 330-50A	2,85	52	25	185
M 310-50A	2,8	52	25	185

8.2.4.4 Změna technologie výroby

Mechanické stříhání drážek značně poškozuje jakost elektrotechnických plechů. O tom svědčí i nastavení charakteristik v základním modelu (30 % zvýšení měrných ztrát, zhoršení BH charakteristiky o 5 %). Nejmenší vliv na zhoršení jakostních vlastností oceli je při použití vodního paprsku. Vzhledem ke korozi hran je však nutné dodatečné opracování. Druhý nejlepší způsob je použití jiskrového obrábění. Vůbec nejideálnějším způsobem je vyžihání plechů, kdy dojde k úplnému obnovení jakosti plechu (BH i BP křivky) na katalogové údaje. Jedná se však o technologicky náročný proces, který značně zpomalí výrobu a motor prodraží, neboť proces žihání v pecích vede ke značné spotřebě elektrické energie. Zcela nejhorší proces je podle mnohých studií použití laserového řezání, avšak studie nejsou zcela jednotné a vlastnosti jsou zde pravděpodobně ovlivněny rychlostí řezání.

8.3 Výsledky provedené optimalizace

Účelem účinnostní optimalizace bylo najít takové parametry nového modelu, aby splňoval účinnostní třídu IE4 a zároveň byl co nejlevnější. Největší snaha tedy byla zaměřena na zvýšení účinnosti modelu těsně nad hranicí dovolené tolerance stroje podle normy. Protože dochází ke kolísání jakosti výroby plechů i ke kolísání kvality při výrobě motoru, zvolil jsem si jako cíl pro optimalizace dosažení účinnosti přibližně 96,45 % (dovolená tolerance podle normy je v rozsahu 96,37 % – 96,7 %) neboť jsem vycházel z údajů typové zkoušky motoru v třídě IE3, jehož účinnost byla o 0,1 % vyšší, než je spodní dovolená tolerance v IE3.

Protože je nutné podstatné zvýšení účinnosti stroje, muselo se přistoupit ke zkombinování jednotlivých kroků z předchozí kapitoly současně. Prvním krokem po provedení dílčích úprav bylo dosažení maximální účinnosti při použití plechu M530 – 50A. Požadavkem, resp. doporučením konstrukční kanceláře, bylo využití maximálního dovoleného vnějšího průměru statoru. Dále byly zadány technologické limity, které nesměly být překročeny. Nebylo možné např. překročit stanovenou délku motoru a musela být zachována minimální tloušťka jha stejná jako u základního modelu. V simulacích relativně často docházelo k tomu, že maximum zvýšení účinnosti bylo pod úrovní tolerance IE4 a stroj byl vyladěn na maximum (viz průběhy na obr. 43). Limitním se často stávala délka statorového zubu a vzrůst ztrát v železe.

Simulace provedené s plechem M 530 – 50A dosáhly při délce motoru 1,078 a maximálním přípustném vnějším průměru statoru 1,082 s rozšířením délky statorové drážky skoro na 1,75 a snížením počtu závitů v sérii na 0,933 s počtem vodičů ve svazku 1,56 bylo přibližně dosaženo technologického maxima s účinností 96,12 %. Sice by bylo možné účinnost dál zvýšit pomocí snížení počtu závitů a zvýšení délky stroje, nicméně zvýšení účinnosti by na základě učiněného odhadu nevedlo ke splnění IE4, což prokázaly simulace s plechem M470 – 50A. Nicméně byla provedena simulace těchto optimalizovaných parametrů stroje s katalogovými údaji výrobce plechů za účelem zjištění, jakých parametrů lze dosáhnout pomocí žihání nebo změny technologie výroby drážek. Výsledkem bylo dosažení účinnosti 96,46 %, což splňuje požadavky na IE4. Tato účinnost by se dala ještě zvýšit prodloužením motoru a snížením počtu závitů. Jak je však u tohoto modelu uvedeno, činitel plnění drážky je 80 %, což znamená téměř dosažení technologického limitu pro ruční navijení. Kompletní parametry jsou uvedeny v přehledové tabulce č. 9 (Model 1).

Bylo tedy nutné přejít na použití materiálu s nižšími měrnými ztrátami – tedy M470 – 50A. Zde se již podařilo dosáhnout účinnosti IE4. Bylo však nutné zvýšit délku stroje na technologicky zadaný limit 1,373, podstatně snížit počet závitů (na 0,8) a zvýšit počet vodičů ve svazku (na 1,7) na maximum s ohledem na přípustné plnění drážky. Maximální účinnosti dosažená účinnost činila 96,42 %, což sice splňuje požadavky na IE4, ale nesplňuje osobní stanovený cíl na jistou rezervu. Proto byly vytvořeny 2 varianty motoru se 41 drážkami, které se vzájemně liší jen délkou, počtem závitů a složením svazku a mírnou úpravou rozměrů statorové drážky. 1. varianta má délku stroje zvýšenou pouze na 1,078 a počet závitů 0,93. Její účinnost je 96,46 %. 2. varianta má snížený počet závitů na 0,867 a zvýšenou délku na 1,275 a má také nepatrně vyšší účinník. Prodloužením stroje, snížením počtu závitů a doplněním svazku pro maximální využití drážky se dosáhlo účinnosti 96,50 %. Je tedy zřejmé, že model s přehledem plní třídu IE4. Dalším prodloužením a snížením počtu závitů je možné ještě zvýšit účinnost, nicméně tato varianta nebyla simulována, protože simulovat model se 41 drážkami znamená mnohonásobné prodloužení doby simulace, neboť je nutné řešit v MAXwellu celý model. 1. varianta (2-A) motoru se 41 drážkami splňuje požadavky na třídu IE4, na minimální

výrobní náklady a má nejmenší spotřebu materiálu, proto je považována v této práci za optimalizovanou a bude uvedena její elektromagnetická analýza.

Jistotou v případě, že nepůjde použít varianty se 41 drážkami rotoru, by mělo být použítí plechu M 400 – 50A a původního počtu rotorových drážek. Ze všech provedených simulací byly vybrány 2 varianty (4-A, 4-B) s nejvyššími účinnostmi, které budou prezentovány v přehledové tabulce.

Poslední prezentovaný model má vnější průměr statoru 1,04 a zvýšenou délku motoru na 1,167. Bylo nutné vyměnit M 400 – 50A za M 350 – 50A při počtu závitů 0,933. Smyslem tohoto modelu je nabídnout variantu, u které bude menší potřeba snížení chladících žeber stroje. Jak se však ukázalo, nižší šířka jha vedla k nutnosti podstatného prodloužení stroje při malém snížení počtu závitů. Navíc bylo použito dražšího plechu, což je pro výrobce elektromotoru nežádoucí.

Výsledky simulací při změně materiálu magnetického obvodu jsou s upravenými charakteristikami. Vždy bylo provedeno stejné zhoršení BH (na 95 %) a BP charakteristiky (na 130 %) z katalogových údajů. V praxi však zhoršení vlastností při mechanickém ražení může být vyšší vlivem vyššího obsahu křemíku v plechu.

Tab. 9 Přehledová tabulka vybraných výsledků modelů optimalizace

Model	základní model	1	2 (41 drážek rotoru)		3	4		5
		(žíhání)	2-A	2-B		4-A	4-B	
vnější průměr statoru	1	1,082	1,082	1,082	1,082	1,082	1,082	1,041
délka motoru	1	1,078	1,078	1,275	1,373	1,275	1,373	1,167
počet závitů	1	0,933	0,933	0,867	0,800	0,867	0,800	0,933
počet vodičů svazku	1	1,56	1,55	1,66	1,89	1,67	1,89	1,33
Hs2 statorové drážky	1	1,721	1,421	1,458	1,495	1,458	1,495	1,271
Bs2 statorové drážky	1	1,092	1,055	1,055	1,055	1,069	1,055	1,000
činitel plnění drážky (%)	74,3	79,9	77,6	75,9	77,2	74,7	77,2	76,8
materiál mag. obvodu	M530-50A	M530-50A	M470-50A	M470-50A	M470-50A	M400-50A	M400-50A	M350-50A
proud naprázdno (A)	54,5	56,3	57,5	52,3	58,5	54,2	59,6	51,8
ztráty v železe (W)	2136	1897	1849	1833	2097	1529	1711	1755
účinník naprázdno (-)	0,044	0,038	0,037	0,039	0,039	0,034	0,033	0,028
jmenovitý proud (A)	195,7	196,0	193,2	191,1	193,8	193,5	194,2	194,2
jmenovité otáčky (min^{-1})	1489,4	1490,3	1490,6	1490,7	1491,5	1490,5	1491,5	1489,8
jmenovitý moment (Nm)	1282,8	1281,9	1282,9	1279,7	1280	1280,4	1279,7	1284,2
ztráty ve statoru (W)	2700	1710	1660	1584	1387	1604	1393	2041
ztráty v rotoru (W)	1744	1243	1336	1337	1437	1583	1427	1711
účinník (-)	0,893	0,882	0,895	0,903	0,891	0,892	0,888	0,891
účinnost (%)	95,66	96,46	96,46	96,50	96,42	96,52	96,60	96,48

Porovnáme-li jednotlivé modely mezi sebou, zjistíme, že model 2 – B má nižší proud ve stavu naprázdno než model 2 – A. To vede také k tomu, že 2 – B má při jmenovitém stavu větší účinník, takže zatěžuje síť menším jalovým výkonem a tudíž dojde k nepatrné úspoře Jouleových ztrát na přívodních kabelech. Díky většímu objemu a nepatrně vyšší účinnosti oproti 2-A dojde také ke snížení ustáleného oteplení, ovšem za cenu navýšení spotřeby aktivních materiálů a tím i ceny. Oproti základnímu modelu je u obou modelů patrná změna jmenovitých otáček vlivem změny odporu rotoru díky prodloužení stroje a zároveň snížením počtu závitů v sérii.

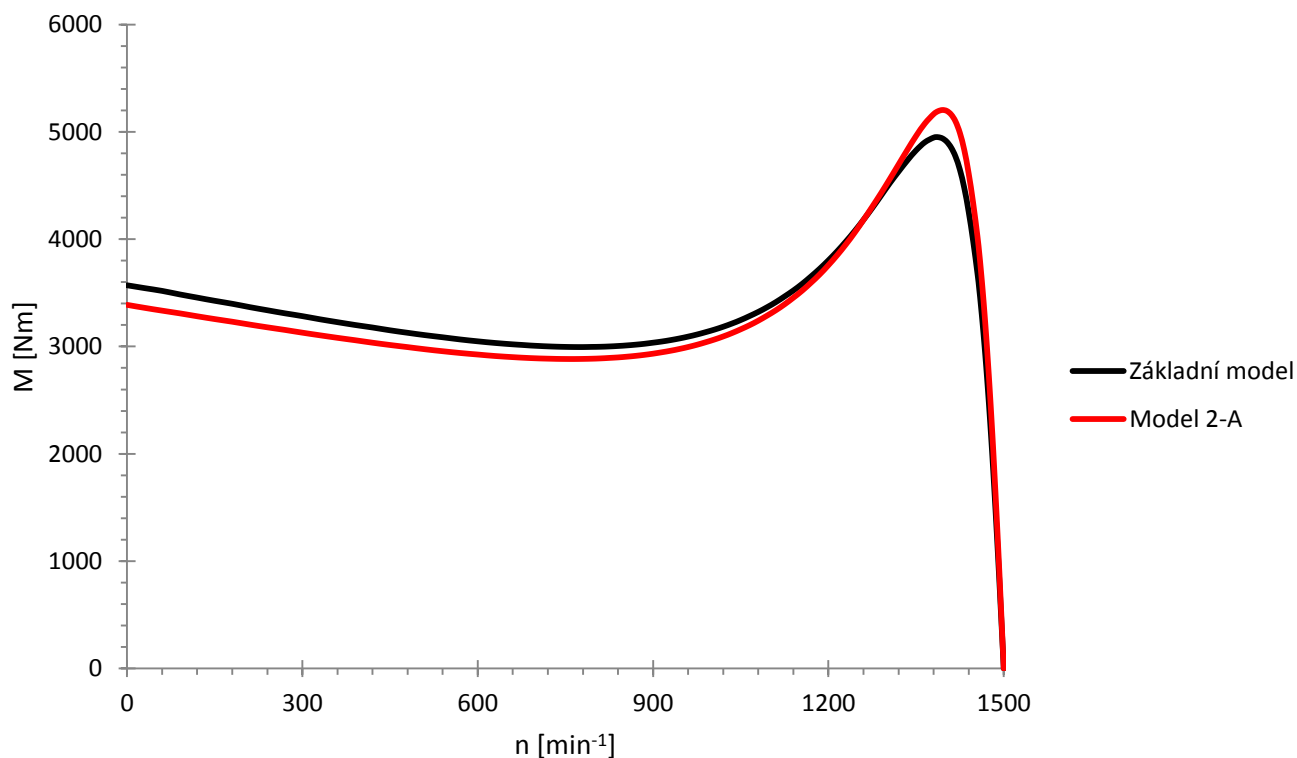
Porovnáme-li model 3 s modely 2 – A a B, zjistíme, že model 3 sice splňuje IE4, ovšem při největší spotřebě aktivních materiálů, neboť bylo dosaženo limitní délky motoru a limitního vnějšího průměru statoru. Získaná účinnost je navíc poblíž spodní hranice tolerance.

Model 4 – B vykázal fakticky nejvyšší dosaženou účinnost, ovšem při použití M400-50A a maximálním využití technologických limitů pro délku a vnější průměr, což činí tento stroj jako

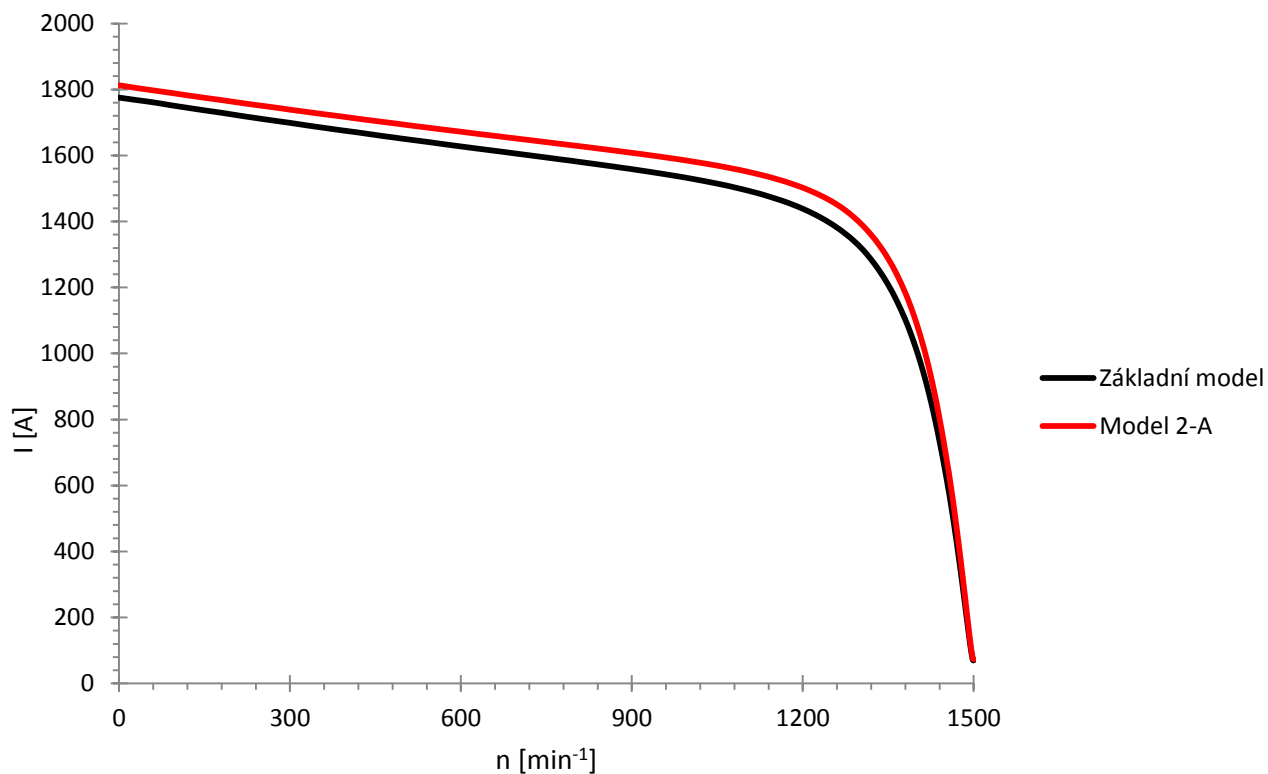
pravděpodobně nejdražší. Oproti modelu 4 – A můžeme sledovat snížení ztrát v rotoru o 100 W při větší délce, což je způsobeno snížením počtu závitů a zvýšením toku ve stroji. To je také důvodem, proč model 4 – B má oproti 4 – A větší proud naprázdno a horší účinník při jmenovitém stavu a mírně zvýšené jmenovité otáčky.

Výhodou modelu 5 je jeho menší vnější průměr statoru, což umožní použití oproti předchozím modelům delší chladicí žebra a bude tedy i zlepšený odvod tepla ze stroje a dojde tak k dalšímu snížení Jouleových ztrát ve vinutích. Ovšem díky menšímu vnějšímu průměru statoru a při daném snížení počtu závitů je oproti předchozím modelům jasně patrné, že muselo dojít k podstatnému navýšení délky stroje. Další nevýhodou, že také došlo k použití M350–50A, což povede ke zvýšení koncové ceny pro zákazníka. Optimální délka byla nalezena pomocí programu Optimetrics.

Jako optimalizovaný motor lze považovat model 2–A, který má 41 drážek rotoru, upravenou statorovou drážku, snížený počet závitů a zvýšený průřez svazku s prodlouženým magnetickým obvodem s kvalitnějším elektrotechnickým materiálem. Model má díky změně počtu drážek mírně zvýšený záběrný proud (2056 A) a mírně snížený záběrný moment (4327 Nm). Rozložení magnetické indukce a amplitudové spektrum proudu z FFT analýzy naprázdno a při jmenovitém stavu je v příloze.



Obr. 47 Porovnání momentové charakteristiky původního a optimalizovaného motoru v RMxpřt



Obr. 48 Porovnání proudové charakteristiky proudu původního a optimalizovaného motoru v RMxpřt

9 Závěr

Neustálé zvyšování legislativních požadavků na účinnost elektrických zařízení vedlo ke vzniku této diplomové práce, jejímž cílem bylo provedení základních elektromagnetických simulací a optimalizace s požadavkem na zvýšení účinnosti aktuálně vyráběného motoru IE3 na účinnostní třídu IE4 při co nejmenších materiálových a výrobních nákladech. Cílem je poskytnutí prvotního podkladu výrobcí analyzovaného motoru k výrobě nového stroje, jehož výrobní náklady budou minimální, neboť cílem výrobce je minimalizovat náklady, maximalizovat zisk a udržet cenu motoru na přijatelné konkurenceschopné úrovni.

V druhé kapitole bylo pojednáno o základním principu funkce asynchronního motoru, provozních stavech a jeho základních vlastnostech v souladu se zadáním práce. Je zde uveden i vztah pro výpočet motoru, který obsahuje i komplexní činitel rozptylu, jenž je relativně často pro zjednodušení zanedbáván. Jak se však ukázalo později, tento činitel může mít za určitých okolností podstatný vliv.

Třetí kapitola byla určena výhradně teorii vzniku ztrát ve stroji. Jelikož účelem práce je zvyšování účinnosti, je tato znalost nezbytná. Největším problémem pro konstruktéry jsou přídavné ztráty. Svou povahou jsou převážně kvadraticky závislé na odebíraném proudu. Tento druh ztrát je z pohledu jejich snižování nejobtížnější, neboť je pod pojmem přídavné ztráty zahrnuto více vlivů. I autoři odborné literatury se v některých svých teoriích navzájem mírně rozcházejí. Výpočet přídavných ztrát není dobře možný ani s použitím numerických metod, což je způsobeno jednak použitím 2D modelu, ale také frekvenční závislostí ztrátového čísla elektrotechnického plechu a hlavně tím, že neznáme přesný rozsah změny BH a BP charakteristiky plechu v oblastech blízko hran stříhu.

Čtvrtá kapitola práce se věnuje požadavkům na účinnost z pohledu legislativy. V roce 2009 došlo ke změně norem a původní třídy účinnosti EFF1 až EFF3 byly nahrazeny novou klasifikací. Byl určen nový mezinárodní standard pomocí tříd IE. Na základě směrnice EU – MEPS byl stanoven povinný časový harmonogram přechodu na třídy IE. V praxi to znamená, že po uvedených datech se nesmí v EU prodávat motory s nižší než povinnou třídou účinnosti. Od 1.1.2017 musí být vyráběny motory o výkonech 0,75 – 375 kW minimálně v účinnosti IE3, alternativně IE2, pokud je motor určen výhradně pro napájení z měniče kmitočtu. Dále je uveden také vývoj zavádění MEPS ve světě. Každý stát se může rozhodnout, jak si stanoví požadavky na účinnost a do jaké míry provede harmonizaci národních norem s mezinárodní normou IEC 60034. Lze očekávat, že dojde také v budoucnu od určitého data k povinnému zavedení třídy IE4. Připravuje se také nová třída IE5, která v budoucnu pravděpodobně mnohé výrobce donutí změnit typ vyráběného elektromotoru nebo investovat do drahých výrobních technologií (do žíhacích pecí, řezání vodním paprskem atd.).

Pátá kapitola se věnuje základnímu přiblížení metody konečných prvků a popisuje program Maxwell včetně jeho doplňků (RMxpert, Optimetrics).

Šestá kapitola podává základní popis analyzovaného motoru v účinnostní třídě IE3, který je předmětem úprav pro dosažení IE4. Vzhledem k ochraně citlivých údajů nejsou některé konstrukční úpravy uvedeny vůbec, avšak někdy díky nim nebylo možné model zcela optimalizovat. Výsledky optimalizací, které jsou v poslední kapitole, jsou vztaženy relativně na základní model, který má v této práci jednotkové rozměry a některé další parametry.

Sedmá kapitola se věnuje popisu tvorby základního modelu. Prvně došlo k vytvoření analytického výpočtového modelu v RMxpert a následovalo ladění modelu, aby splňoval parametry

naměřené při typové zkoušce stroje. Tato část se ukázala jako vůbec nejobtížnější a zabrala cca 2,5 měsíce. V práci jsem popsal a zdůvodnil vliv jednotlivých úprav na celý model. Bylo nutné nalézt správné hodnoty modelu, které jsou však neznámé (správné nastavení materiálových charakteristik). Model se nepodařilo zcela naladit. Příčinou jsou zjednodušení modelů (např. vnitřní kruh nakrátko nebo šípovité zešíkmení), která do modelu nejdou zahrnout. Příčinou můžou být také některé nalezené vnitřní chyby anebo záměr výrobce softwaru uměle zhoršit parametry v RMxpert, aby vyrobený stroj pak měl lepší parametry než vypočítaný. Po naladění v RMxpert došlo k exportu a vytvoření konečnoprvkového modelu v programu Maxwell. Provedené elektromagnetické analýzy ukázaly největší rozdíl oproti analytickému modelu v případě ztrát v železe naprázdno, kde rozdíl mezi simulacemi činil 42 %, což je nepřijatelná chyba. Bylo tedy nutné zhoršit BP charakteristiku plechu M530 – 50A o 30 % oproti katalogovým údajům.

Vzhledem k tomu, že program Maxwell poskytl mnohem věrohodnější výsledky, byl zvolen jako referenční nástroj pro optimalizaci. Model byl zjednodušený, neboť neobsahoval litinovou kostru stroje a za okrajovou podmínku bylo zvoleno, že intenzita magnetického pole a indukce je na vnějším okraji statoru nulová. Ve skutečnosti to není pravda, neboť stroj ještě obsahuje litinovou kostru, přes kterou se uzavírá rozptylový magnetický tok, čehož se využívá při diagnostice motoru. Dalším zjednodušením v modelu bylo, že hřídel byla provedena z nemagnetické oceli. Většina motorů má hřídel z oceli s magnetickými vlastnostmi, které nepatrně zlepšují parametry stroje. Vyskytují se však i stroje, kde hřídel je z nemagnetické oceli. Simulace provedená s magnetickou ocelí ukázala snížení proudu naprázdno o 1 A a snížení indukce ve jhu rotoru, neboť část toku se uzavírala přes hřídel, ostatní parametry byly nezměněné. Motivací k tomuto kroku bylo to, že i v analytických výpočtech stroje se nepočítá s přenosem magnetického toku přes hřídel. Jmenovitý účinník základního modelu byl lepší než u skutečného motoru. Důvodem bylo, že Maxwell v 2D simulaci neumí počítat motor se zešíkmenými tyčemi, ani s vnitřním kruhem nakrátko a ani řešit rozptyl čel vinutí. Zešíkmení tyčí zhoršuje účinník vlivem zvýšení rozptylové reaktance rotoru. Navázáním této práce by tedy bylo vytvoření 3D konečnoprvkového modelu, ve kterém by se namodeloval vnitřní kruh, šípovité zešíkmení a kostra stroje. Řešit takovýto model by však znamenalo nutnost použití superpočítače, neboť 3D analýza je na běžném počítači téměř nerealizovatelná z důvodu zvýšení časové náročnosti analýzy. Výsledky simulací základního modelu přinesly zjištění, že model odpovídá téměř přesně ve stavu naprázdno a jmenovitém stavu reálnému stroji podle typové zkoušky. Stav nakrátko a bod zvratu byly zjištěny s větší odchylkou. V této kapitole je také uvedena metodika výpočtu účinnosti a dalších veličin ze simulací v Maxwellu. U všech výsledků simulací se dále předpokládá, že se nemění přídavné ztráty a mechanické ztráty.

Osmá kapitola se věnuje samotné optimalizaci stroje. Prvně byly provedeny dílčí kroky ke zvýšení účinnosti stroje. Optimalizace rotorové drážky pomocí nástroje Optimetrics v RMxpert nevedla ke zlepšení účinnosti v programu Maxwell. Na vině jsou nedostatky metody analytického výpočtu. Navíc došlo ke značnému zhoršení parametrů stroje vlivem změn v magnetizační impedanci stroje a změněné reaktanci rotoru. Optimalizace formou ruční úpravy drážky vedla k celkovému maximálnímu snížení ztrát kolem 30 W až 50W. Vzhledem k potřebě podstatného zvýšení účinnosti zde není moc velký potenciál úspor, proto bylo od ní upuštěno.

Velkým překvapením byly výsledky při změně počtu drážek ze 40 na 41. Zde došlo ke snížení ztrát o 320 W v rotoru a o dalších 80 W ve statoru. Podle pravidel uvedených podle citované literatury v práci změna možná je, i když tato hodnota není uvedena přímo v tabulkách. Směrodatný je vždy výsledek měření na reálném stroji. Analýza amplitudového spektra proudu ukázala značné

vylepšení parametrů. Vpodstatě je ve spektru proudu zastoupena pouze 1. a 3. harmonická. Oproti základnímu modelu došlo k potlačení 19. a 21. harmonické, které ve spektru proudu základního modelu byly výrazné. Zbylé harmonické jsou téměř zanedbatelné. Došlo tedy ke snížení vlivu harmonických vyšších řádů ve stroji, což vedlo ke snížení diferenčního rozptylu a nárůstu indukovaného napětí. Ve výsledku došlo ve stroji k mírnému navýšení magnetického toku, což vedlo ke snížení proudu v rotoru a tím i ke snížení rotorových ztrát. Došlo také ke snížení proudu naprázdno a zvýšení účinniku stroje.

Pro navýšení účinnosti bylo nutné zasáhnout podstatně do geometrických rozměrů stroje. Na žádost výrobce elektromotoru bylo hledání optimalizovaných rozměrů a parametrů stroje provedeno se zadaným maximálním technologickým limitem vnějšího průměru statoru, aby bylo maximalizováno snížení ztrát v železe a navíc, aby se mohlo provést zvětšení statorové drážky a upravit složení svazku. Mnoho modelů skončilo s maximální dosaženou účinností těsně pod spodní hranicí tolerance IE4 při značném zvětšení drážky na svém maximu účinnosti. Rozměry drážky se buď stávaly příliš velké, že by při mechanickém ražení nešly vyrobit anebo model skončil i pod touto hranicí vlivem dosaženého maxima účinnosti. I kdybychom pominuli vyrobiteľnost, problémem byl růst indukce ve jhu statoru, který zvyšoval ztráty v železe. Tyto ztráty pak navíc rostly i zvětšováním délky zubu, neboť zub je nejzatíženější částí magnetického obvodu. Zde je situace o to nepříznivější, že je zde největší vliv stříhu na jakostní parametry elektrotechnického plechu. Protože byla nutná změna materiálu plechů, zahrnul jsem vliv stříhu do modelu úpravou charakteristik z katalogu. Charakteristiky byly zhoršovány stejnou mírou pro všechny použité elektrotechnické plechy, i když to ve skutečnosti nemusí být pravda (vyšší obsah křemíku vede k vyšší tvrdosti a náchylnosti plechu na změnu parametrů vlivem ražení a navíc vede k dřívějšímu ztupení raznice).

Bylo nutné přistoupit také k axiálnímu prodloužení magnetického obvodu a snížení počtu závitů. Materiál M 530 – 50A je možné použít pouze v případě, že dojde k vyžihání upraveného modelu. Maximální dosažená účinnost bez vyžihání byla přibližně 96,1%. Dalo by se sice provést další prodloužení stroje a snížení počtu závitů, ale z výsledků předchozích simulací bylo správně odhadnuto, že to na třídu IE4 při 40 drážkách rotoru stačit nebude. I po výměně za M470 – 50A a maximálním prodloužení motoru a adekvátní úpravě počtu závitů byla dosažená maximální účinnost 96,42 %, což sice IE4 splňuje, ale pro zajištění větší rezervy bylo nutné přejít na M400 – 50A. Zde bylo dosaženo účinnosti 96,6 % při maximálních možných parametrech modelu. Tento model tedy s přehledem splňuje IE4, ovšem při velkých nákladech na výrobu (největší spotřeba aktivních materiálů). Účelem tohoto modelu je nabídnout alternativu pro případ, že nepůjde použít optimalizovaný model 2 – A se 41 drážkami uvedený v této práci.

Jako doplněk byl připraven model, který má oproti ostatním modelům menší vnější průměr statoru. Zde bylo nutné přejít na M 350 – 50A při rapidním prodloužení délky stroje. Pro nalezení optimální délky byl použit nástroj Optimetrics. Maximum tohoto modelu činilo 96,48 %. Tato účinnost by šla dále ještě zvětšit, ale to není účelné, jelikož by vzrostla cena stroje s ohledem na větší spotřebu aktivních materiálů a použití poměrně drahého plechu.

Okrajově byla simulována i varianta s původním vnějším průměrem statoru, kdy došlo jen k prodloužení stroje, snížení počtu závitů a zvýšení počtu vodičů ve svazku pro dosažení mezního činitele plnění drážky. Zde se nepodařilo dosáhnout třídy IE4 ani ve spodní hranici tolerance, i když byl použit enormně drahý materiál M 310 – 35A. Zde se ukázalo, jak zásadní vliv na účinnost má možnost zvýšení vnějšího průměru statoru stroje, i když je při pevně dané osově výšce motoru nutné

zkrátit výšku chladících žeber, což by mohlo zhoršit odvod ztrátového tepla ze stroje, zvýšit ustálenou teplotu a tím navýšit i Jouleovy ztráty ve vinutích.

Jako výsledný optimalizovaný stroj je v této práci považován model 2 – A. U tohoto modelu bylo využito 41 drážek, změna plechu na M470 – 50A a další úpravy. Tento model splňuje třídu IE4 při nejmenší spotřebě aktivních materiálů a zároveň je zde použit nejlevnější možný materiál magnetického obvodu, proto se jedná o nejlevnější variantu, která by po vyladění na prototypu a splnění dalších kritérií daných normami (vibrace, hluk atd.) měla úspěšně splňovat účinnostní třídu IE4. Pro porovnání je na obr. 47. a 48. srovnání parametrů optimalizovaného stroje se základním modelem v RMxpert. Je zřejmé, že došlo vlivem snížení odporu rotoru a statoru k poklesu záběrného momentu a vzrůstu záběrného proudu. Spolu s úpravou sycení došlo ke změně momentové a proudové charakteristiky a ke zvýšení jmenovitých otáček, ale rozdíl je zanedbatelný. Zlepšeným parametrem oproti základnímu modelu je jmenovitý účinník.

V případě vyšší potřeby účinnosti je zde potenciál na další axiální prodloužení stroje a snížení počtu závitů, jak je ukázáno u modelu 2 – B. Prodloužení stroje vede ke snížení magnetické indukce ve všech částech magnetického obvodu, což vede ke snížení ztrát v železe. Avšak prodloužení stroje vede ke zvýšení ztrát ve statorovém i rotorovém vinutí, proto je nutné přistoupit ke snížení počtu závitů. Snížením počtu závitů se sníží odpor statorového vinutí, což vede ke snížení Jouleových ztrát. Snížený počet závitů zvýší sycení stroje, takže dojde ke zvýšení celkového toku a tím i ke snížení proudu v rotoru a snížení rotorových ztrát a také ke zvýšení jmenovitých otáček stroje.

Nové parametry optimalizovaného modelu, který byl navržen při této práci, bude nutné ověřit prototypy. Bude nutné také doladění stroje, neboť v simulacích byla provedena jistá zjednodušení. U navrženého modelu je ještě potenciál na zvýšení účinnosti optimalizací tvaru drážky pomocí Optimetrics v Maxwellu. Tvar drážky totiž ovlivňuje rozptylovou indukčnost stroje, a proto dochází prakticky k ovlivnění všech parametrů (včetně ztrát v rotoru apod).

Celkovým přínosem práce z pohledu studenta hodnotím prohloubení teoretických odborných znalostí v oblasti asynchronních elektrických strojů a jejich praktickým spojením s výsledky simulací. I přes značné problémy s analytickým modulem RMxpert hodnotím jeho přínos v lepším pochopení problematiky simulací, propojení teorie s praxí a uvědomění, jak se změny vlastností stroje při změně konkrétních konstrukčních parametrů stroje. Zkušenost s RMxpert i programem Maxwell mě utvrdila v názoru, že není dobré slepě věřit výsledkům analýz v softwaru, ale že je prospěšné si výsledky průběžně kontrolovat vlastním výpočtem (ty, které kontrolovat lze). I přes značný rozmach numerických metod v oblasti elektrických strojů a přístrojů se ukázalo, že minimálně při modelování asynchronních motorů se jedná pouze o pomocný matematický nástroj, který zdaleka neumí počítat všechny vlastnosti stroje a směrodatné jsou jen výsledky z typové zkoušky. Proto tato práce slouží pouze jako prvotní teoretický návrh, který bude nutné v praxi teprve ověřit a popřípadě vyladit na prototypu.

10 LITERATURA

- [1] ABB. *Global MEPS: Energy efficiency regulations for low voltage motors around the world* [online]. [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: [https://library.e.abb.com/public/7dab8aa859df48b4b429b6ff4c20e9e7/GloMEPS_brochure_12_2015%20\(Web\).pdf](https://library.e.abb.com/public/7dab8aa859df48b4b429b6ff4c20e9e7/GloMEPS_brochure_12_2015%20(Web).pdf)
- [2] ANSYS Maxwell. *Techsoft engineering* [online]. [cit. 2017-04-22]. Dostupné z: <http://www.techsoft-eng.cz/produkty/ansys/ansys-maxwell/>
- [3] BUL, B. K. *Elektrické přístroje: Základy teorie*. Přeložil Vladimír SUCHÁNEK. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1977.
- [4] BURGHARDT, Michael. MEPS a důvody pro používání motorů: Co bude platit od roku 2011? *ELEKTRO* [online]. **2011**(3), 34-35 [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/43105.pdf>
- [5] CIGÁNEK, Ladislav a Miroslav BAUER. *Elektrické stroje a přístroje: učební text pro průmyslové školy elektrotechnické - čtyřleté*. 1. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1956.
- [4] CIGÁNEK, Ladislav. *Stavba elektrických strojů: Celost. vysokošk. učebnice*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1958. Řada elektrotechnické literatury.
- [5] Classification of Electric Motors - Part Two. *Electrical-knowhow* [online]. [cit. 2017-04-22]. Dostupné z: <http://www.electrical-knowhow.com/2012/05/classification-of-electric-motors-part.html>
- [6] ČSN EN 60034-30-1: *Točivé elektrické stroje - část 30-1: Třídy účinnosti střídavých motorů provozovaných ze sítě (IE kód)*. 2014. ČNI, 2014.
- [7] DĚDKOVÁ, Jarmila. *Modelování elektromagnetických polí: přednášky*. Brno: FEKT VUT, 2008.
- [8] GAVRILĂ, Horia, Veronica MĂNESCU, Gheorghe PĂLTÂNEA, Gheorghe SCUTARU a Ioan PETER. MAGNETIC CHARACTERISTICS OF NON-ORIENTED SILICON IRON STRIPS OBTAINED THROUGH MECHANICAL, LASER, ELECTRICAL DISCHARGE AND WATER JET CUTTING TECHNOLOGIES. *Buletinul AGIR* [online]. **2015**(2) [cit. 2017-04-23]. ISSN 2247-3548. Dostupné z: <http://www.agir.ro/buletine/2291.pdf>
- [9] HELLER, Bedřich a Václav HAMATA. *Přídavná pole, síly a ztráty v asynchronním stroji*. Praha: Československá akademie věd, 1961.
- [10] HOLUB, Gustav. Nové třídy účinnosti asynchronních motorů. *ELEKTRO* [online]. [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/43677.pdf>

- [11] HRABOVCOVÁ, Valéria a Pavol RAFAJDUS. *Elektrické stroje. Teória a príklady*. Žilina: Žilinská univerzita v Žiline, 2009. ISBN 978-80-554-0101-0.
- [12] CHMELÍK, Karel. *Asynchronní a synchronní elektrické stroje*. Ostrava: VŠB-Technická univerzita, 2002. ISBN 80-248-0025-X.
- [13] KAČOR, Petr. *Metoda konečných prvků v elektrotechnické praxi* [online]. **2003**(24) [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/03024/index.html>
- [14] KAČOR, Petr. *Vybrané typy elektrických strojů*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2010. ISBN 978-80-248-2169-6.
- [15] *Katalogové údaje elektrotechnických plechů řady Isovac od Voest Alpine Austria* [online]. [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: <http://www.voestalpine.com/isovac/Produktuebersicht/Datenblaetter>
- [16] KOPYLOV, Igor Petrovič. *Stavba elektrických strojů*. Přeložil Petr VOŽENÍLEK. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1988.
- [17] KRÁL, Josef. *Technologie výroby elektrických přístrojů*. 2., nezm. vyd. Praha: SNTL, 1982.
- [18] MACH, M. *Analýza ztrát asynchronních motorů malého výkonu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 120 s. Vedoucí dizertační práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc..
- [19] MRAVEC, Rudolf. *Elektrické stroje a přístroje*. I, Elektrické stroje. Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1979.
- [20] NEBORÁK, Ivo a Václav SLÁDEČEK. *ELEKTRICKÉ POHONY: pro kombinované a distanční studium*, Ostrava: Fakulta elektrotechniky a informatiky VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2008
- [21] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIMUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [22] PETROV, G. N. *Elektrické stroje 2: asynchronní stroje - synchronní stroje*. Přeložil Břetislav BENDA. Praha: Academia, 1982.
- [23] PYRHÖNEN, Juha, Tapani JOKINEN a Valéria HRABOVCOVÁ. *Design of rotating electrical machines*. 2nd ed. Chichester: Wiley, 2014. ISBN 978-1-118-58157-5.
- [24] SIEMENS. *Nové třídy účinnosti motorů: Účinnost nízkonapěťových asynchronních motorů podle nových norem a nové třídy účinnosti. Informace pro průmysl* [online]. [cit. 2017-04-23]. Dostupné z: http://stest1.etnetera.cz/ad/current/content/data_files/reseni/uspore-energie/brochure_energeticky-efektivni-motory_2010_cz.pdf